re

radioelektronik

1 '83

miesięcznik elektroników radioamatorów i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137 6802

Cd. na str. 24



Radioelektronik

STYCZEŃ 1983 ● ROCZNIK XXXIV (44)

1'83



ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

PRENUMERATĘ NA KRAJ od instytucji, organizacji społeczno-politycznych, jednostek gospodarki uspołecznionej i innych zakładów pracy zlokalizowanych w miastach wojewódzkich i innych miastach przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch". W miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW i na terenach wiejskich – urzędy pocztowe i doręczyciele. Prenumeratorzy indywidualni zamieszkali w miastach opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych na r-k bankowy Oddziału RSW „Prasa-Książka-Ruch". Osoby zamieszkałe na wsiach i w miejscowościach, gdzie nie ma Oddziałów RSW, opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych lub u doręczycieli.
PRENUMERATĘ ZE ZLECENIEM WYSYŁKI ZA GRANICĘ przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O/W-wa, nr 1153-201045-139-11. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
Przedpłaty są przyjmowane w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze oraz cały rok następny; do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty roku bieżącego.
Cena prenumeraty krajowej: roczna 480 zł, półroczna 240 zł, kwartalna 120 zł.
Szczegółowe informacje o prenumeracie prasy polskiej są zawarte w Informatorze RSW „Prasa-Książka-Ruch" dostępnym w Oddziałach RSW oraz w urzędach pocztowo-telekomunikacyjnych.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10.30 – 13.30. Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 4874/CD. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 4,5. – Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 40. Numer zamknięto 3.XII.1982 r. Z-36.

W Japonii zbudowano pierwszą, handlową sieć łączności na falach milimetrowych w zakresie 40 GHz. Sieć buduje firma Nippon Electric (NEC). Poszczególne odcinki sieci mają długość około 4 km. W sieci zastosowano multipleksowy system łączności na bazie techniki cyfrowej i modulacji impulsowej (PCM). Prędkość przesyłowa rowna 6,31 Mbit/s odpowiada około 96 kanałom telefonicznym. Pierwsze łącze tego typu zostało zainstalowane w Tokio do łączności między instytucjami rządowymi. Planuje się zbudowanie takiej sieci dla jednego z uniwersytetów w północnej Japonii do przesyłania danych między centralnym komputerem i odległymi od centrum terminalami oraz subkomputerami. Dla zapewnienia niezawodności przesyłania niektóre odcinki sieci są dublowane, przy czym linia zapasowa znajduje się w gotowości do pracy (stand by). Łączność na falach milimetrowych ma, według NEC, mnóstwo zalet w stosunku do łączy mikrofalowych. Urządzenia pracują z bardzo dużą szerokością pasma. Wiązki promieniowania są niezwykle wąskie, a potrzebna energia zasilania bardzo mała. Wpływ zakłóceń jest pomijalnie mały. Zwarte urządzenia antenowe umożliwiają prostą i tanią instalację. Technika półprzewodników i układów dla zakresu 40 GHz jest w Japonii już dobrze opanowana. W Europie i USA dla tego rodzaju łączności krótkodystansowej używa się przy zastosowaniu techniki cyfrowej i PCM kable światłowodowe. W szczególności wszystkie linie mikrofalowe przeznaczone do użytku rządowego zamienia się stopniowo na kable ze względu na większą pewność działania i lepsze bezpieczeństwo łączności. NEC uzasadnia swoją decyzję wykorzystania fal milimetrowych potrzebą uniezależnienia ważnych linii łączności od występujących w Japonii katastrof, jak: trzęsienie ziemi, powodzie itp., gdzie kabel zdaje gorzej egzamin niż „eter"

Jakość półprzewodnikowych układów scalonych osiągnie w USA poziom japonskich. USA mają w 1982 r. szanse przegonić Japonię – twierdzą amerykańscy producenci. W ciągu ostatnich 5 lat awaryjność amerykańskich podzespołów półprzewodnikowych wyrażona intensywnością uszkodzeń na 1000 h zmniejszyła się z 1% do 0,15%. Przedstawiciele przemysłu samochodowego są zdania, że zastosowanie układów scalonych w samochodzie może stać się powszechne dopiero po zmniejszeniu intensywności ich uszkodzeń do przedziału 0,1... 0,01%. Przemysł samochodowy stał się więc obecnie siłą napędową do zwiększenia niezawodności podzespołów półprzewodnikowych przeznaczonych do urządzeń powszechnego użytku.

Telekopiarki (facsimile) są ciągle udoskonalane. Firma National-Panasonic opracowała urządzenie o nazwie „Panafax UF-520" do kopiowania na odległość za pośrednictwem sieci telefonicznej. Odpowiada ono wszystkim punktom wymogów CCITT według normy GIII (duża szybkość przesyłania), z tym że może również pracować ze zmniejszoną szybkością. Oryginały pisane ołówkiem są odbierane równie wyraźnie jak odbitki kserograficzne. Kopia jest ostra, jasna i zawiera te same stopnie intensywności w szarym odcieniu, co oryginał. Zastosowano elektrostatyczny system druku, dzięki czemu kopie są czyste, bezwonne i trwałe. Urządzenie o charakterze nadawczo-odbiorczym może być wykorzystane również jako kserograf do użytku miejscowego. W odbiorniku przewidziana jest blokada, pozwalająca odtworzyć tylko osobom znającym szyfr te dokumenty, które zostały wysłane z odpowiednim zastrzeżeniem. Telekopiarka może przetworzyć bez obsługi do 50 oryginałów umieszczonych w pojemniku części nadawczej. Jeśli w trakcie przesyłania występują w sieci telefonicznej zakłócające szumy, następuje stopniowe, automatyczne obniżenie szybkości przesyłania (9600, 7200, 4800 lub 2400 bitów) tak, aby zapewnić zawsze nienaganną jakość kopii. Urządzenie (fot. niżej) przetwarza oryginały dokumentów o formatach A3, A4, A5, jak również w postaci rolek o szerokości 216 lub 257 mm do długości 100 m. Wymiary urządzenia. 52×75×56 cm, ciężar 77 kg; pobór mocy przy nadawaniu – 450 VA, przy odbiorze – 650 VA, przy biegu jałowym 40 VA

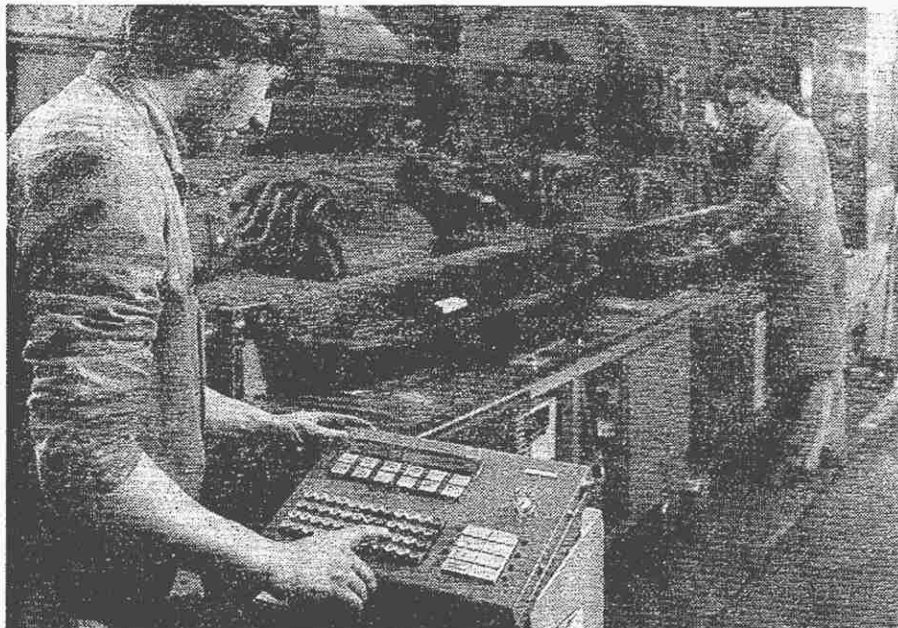


Technika stereofoniczna liczy sobie 100 lat. Z literatury owego czasu wynika, że pierwsza transmisja stereofoniczna miała miejsce na pierwszej wystawie „Elektro" w Paryżu w 1881 r. Uczestnicy wystawy mogli wówczas słuchać przez telefon, w specjalnie do tego celu przystosowanych pomieszczeniach, przedstawień muzycznych, które odbywały się w Théatre Francais. A oto opis dotyczący szczegółów instalacji. Mikrofony ustawiono na scenie w pobliżu budki suflera, tak aby muzyka orkiestry oraz śpiew artystów nie dochodziły do mikrofonów z równą siłą i tym samym nie zakłócały się wzajemnie oraz aby głos dochodził do nich równomiernie, niezależnie od chwilowego miejsca przebywania śpiewaka. Mikrofony odizolowano od wszelkich zakłóceń pochodzących od ruchu aktorów czy innych nieprzewidzialnych źródeł dźwięku pojawiających się na scenie. Problem odpowiedniego przyjmowania muzyki i śpiewu został rozwiązany przez utworzenie różnorakich otworów dźwiękowych w mikrofonach. Sprawa równomiernego docierania głosu śpiewaków została zadowalająco rozwiązana przez ustawienie wielu mikrofonów po obu stronach budki suflera. Szkodliwych szumów i wstrząsów uniknięto przez umieszczenie mikrofonów na dobranych eksperymentalnie blokach z ołowiu i podkładkach z kauczuku. Każdy mikrofon zasilany był z trzech baterii i połączony z siecią za pomocą transformatora. Baterie składały się z ogniw Leclanche'a. Zestaw baterii miał charakter rezerwowy. Przy stałym obciążeniu jednego elementu moc baterii stawała się niedostatecznie stabilna i konieczna była cykliczna wymiana elementów Transformatory służyły do podwyższania napięcia z mikrofonu i dopasowania do linii przesyłowych. Wszystkie sygnały z mikrofonów były przesyłane z Opery do Pałacu Przemysłowego na wystawę za pomocą kabli dwużyłowych. Tam komutatory łączyły przewody ze sobą i każdy słuchacz otrzymywał dwie słuchawki z sygnałami, które umożliwiały przestrzenny odbiór słuchowiska.

Najkosztowniejsze zlecenie, jakiego kiedykolwiek udzielono na położenie kabla podmorskiego, dotyczy połączenia telefonicznego między Australią, Nową Zelandią i Kanadą. Inwestycja będzie kosztować 400 mln dol., zaś jej realizacji podjęła się angielska filia ITT - Standard Telephones and Cables Ltd. Połączenie podmorskie o pojemności 1380 łączy telefonicznych na długości około 14 tys. km. Przewiduje się zakończenie inwestycji w 1984 r

▪ **Korespondencję można obecnie przesyłać** również na taśmie magnetycznej. Firma Sony wypuściła na rynek całkowicie zelektronizowaną maszynę do pisania o nazwie Typecorder, która zamiast na papierze rejestruje tekst w mikrokasecie. Przy pisaniu korespondencji pojawia się najpierw wyświetlana na ciekłych kryształach pełna linia listu. Po akceptacji lub korekcie jest ona przesyłana do mikroprocesora, skąd po zakodowaniu ostatecznie trafia na taśmę. Mikrokaseta konwencjonalna, używana w dyktafonach, może pomieścić 120 stron tekstu formatu A4. W ten sposób przechowany tekst można w zależności od wyboru, odtworzyć na bezszumowej, automatycznej drukarce z prędkością 44 uderzeń/sekundę, wydrukować za pomocą adaptera na dowolnej maszynie elektrycznej, zamienić na taśmę dziurkowaną za pomocą nowoczesnego teletekstowego urządzenia do dziurkowania lub też przetelefonować przy użyciu sprzęgacza akustycznego do odległego odbiornika zawierającego urządzenie rejestrujące. Przy wymiarach 28×4×22 cm i ciężarze 1,5 kg można całą maszynę zmieścić w teczce. Można ją również rozbudować do pełnowartościowego urządzenia do obróbki tekstu, w skład którego wchodzi komputerowa jednostka centralna z ekranem, umożliwiająca prezentację pełnej strony formatu A4.

▪ **W firmie Siemens** opracowano przeznaczony dla wydziałów produkcyjnych program komputerowy, nazwany Fertis (fot. niżej), służący do nadzoru i zdalnego sterowania oraz przetwarzania informacji. Program ten nie tylko umożliwia kontrolowanie pracy maszyn, lecz również rozplanowanie zadań na poszczególne obrabiarki oraz uzyskanie w każdej chwili informacji o stopniu realizacji zadania. Pulpit kontrolny z klawiaturą sterującą, połączony z systemem komputerowym „Siemens 300" oraz układami programującymi poszczególnych maszyn, jest przystosowany do wykorzystania bezpośrednio w hali produkcyjnej.



▪ **Satelity telekomunikacyjne** okazały się doskonałym, miliardowym interesem dla ich właścicieli. Duże znaczenie dla dalszego, bardziej efektywnego wykorzystania tego typu satelitów mają loty promu kosmicznego Columbia. Przewiduje się, że w przyszłości, w wyniku przeprowadzonych badań, satelity, które przestały działać na orbicie będą mogły być „schwytane", przewiezione na Ziemię, tutaj naprawione, a następnie znów ulokowane na orbicie.

▪ **Japońskie ministerstwo gospodarki** postanowiło przyhamować eksport, a jednocześnie pobudzić import z USA i europejskich krajów Wspólnego Rynku. Obecne nadwyżki eksportowe Japonii prowadzą bowiem do obniżenia parytetu jena i tym samym do sprzedaży towarów japońskich za granicę po coraz niższych cenach. W związku z nowo zainicjowaną polityką japońskie ministerstwo finansów zdecydowało się wprowadzić podatek wywozowy na samochody i elektronikę, a jednocześnie spowodować przywóz dodatkowych towarów z zagranicy na znaczną sumę, która np. w roku fiskalnym 1982 wyniosła 5,5 mld dolarów.

▪ **Maszyny do pisania** już od dawna zostały zelektronizowane i zawierają po kilka modułów elektronicznych. Elektronika miała za zadanie głównie obróbkę tekstu. W związku z powstaniem nowej służby telekomunikacyjnej pod nazwą „Poczta Elektroniczna" maszyny do pisania są wyposażone w nowy moduł, który umożliwia przyłączenie maszyny do publicznej sieci łączności. W ten sposób wyposażone są ostatnio opracowane 4 typy maszyn firmy Xerox. Dzięki temu tekst napisany na jednej maszynie może być odebrany automatycznie u adresata na takiej samej maszynie w postaci gotowego, prawidłowo zredagowanego i napisanego listu.

▪ **W 1665 r. ukazywało się w całym świecie tylko jedno czasopismo naukowe.** W 200 lat później było tego rodzaju czasopism już około 1000, a w 1965 r. ukazało się w świecie blisko 100 tys., z 5 mln artykułów rocznie. Na tej podstawie oraz w oparciu o inne fakty specjaliści z Brooks Foundation w Kalifornii wyliczyli okresy, w których podwajała się wiedza ludzkości, a mianowicie:
Od początku dziejów do 1800 r.
1800 – 1900 r.
1900 – 1950 r.
1950 – 1960 r.
1960 – 1966 r.
Ta eksplozja gromadzenia wiedzy ludzkiej rozpoczęta przed 200 laty trwa do dzisiaj i można przyjąć, że obecnie w ciągu każdego dziesięciolecia następuje przynajmniej podwajanie wiedzy. Zjawisko to nie wyda się tak dziwne, jeśli sobie zdamy sprawę, że 90% wszystkich uczonych, jakich kiedykolwiek wydała ludzkość, tworzy właśnie we współczesnych nam czasach.

▪ **Wideopłyty dla gramowidów** mają szanse być drukowane. Jest to jeden z kierunków zmian technologicznych w produkcji płyt nagranych w technice PCM, czyli „cyfrowo". Obecnie są one prasowane podobnie jak konwencjonalne płyty gramofonowe. Tymczasem sygnały cyfrowe mogą być „nadrukowane" na gładkiej powierzchni płyty, gdyż są odczytywane optycznie. Odczytywanie laserowe nie musi koniecznie opierać się na kodzie dziurkowanym, lecz równie dobrze na kodzie czarno-białym. Tego rodzaju próby były swego czasu podjęte przez Telefunkena, który używał filmów jako nośników sygnałów. Zostały one jednak zarzucone ze względu na wysokie koszty spowodowane wzrostem ceny srebra. Obecnie liczne laboratoria próbują przystosować do drukowania płyt technikę litograficzną stosowaną przy produkcji układów scalonych. W tej dziedzinie osiągnięto już przecież rozdzielczość lepszą niż 3 μm, zaś w laboratoryjnych warunkach nawet 1,5 μm. Drugim kierunkiem zmian technologicznych jest odwrót od mechanizmu obrotowego płyty i wprowadzenie ruchomego strumienia laserowego. Jest to wprawdzie już dzisiaj możliwe za pomocą luster, lecz wymagania dotyczące elektromechaniki są tak wysokie, że nie mieszczą się w kosztach urządzeń powszechnego użytku. Jako alternatywę bada się możność odchylania strumienia za pomocą układów elektrooptycznych, jednakże tym spsobem nie udało się jeszcze uzyskać dostatecznie dużych kątów odchylania.

Zakłócenia, szumy i ich pomiary – Część I

W każdym torze elektroakustycznym występują jako niepożądany czynnik towarzyszący przesyłanym sygnałom – zakłócenia i szumy. Są one często utrapieniem elektronika-konstruktora, a ich eliminowanie napotyka na duże trudności i wymaga wiedzy oraz dużego doświadczenia. W artykule niniejszym przedstawiony jest krótki przegląd najważniejszych źródeł zakłóceń i szumów oraz zasady ich pomiaru.

Do zakłóceń zaliczamy wszystkie niepożądane przebiegi występujące jednocześnie z sygnałem użytecznym. Zakłócenia można podzielić na własne (wewnętrzne), powstające w urządzeniach toru elektroakustycznego oraz obce (zewnętrzne), pochodzące ze źródeł zewnętrznych. Do pierwszej grupy należeć więc będą: szumy cieplne, szumy aktywnych elementów wzmacniaczy, szumy taśmy magnetofonowej itd. Do grupy drugiej należą np. przydźwięk indukowany z sieci elektroenergetycznej, zakłócenia atmosferyczne i przemysłowe przy odbiorze radiowym.
Dla porządku przypomnijmy, że pojęcie „zakłócenia" jest szerokie i obejmuje różnego rodzaju zakłócenia jak i szumy. Natomiast szumem nazywamy zakłócenie szumowe wywołane bezładnymi przebiegami w postaci wielkiej liczby przypadkowych impulsów o przypadkowym rozkładzie częstotliwości i kątów fazowych. Gdy mówimy o szumach, mamy na myśli właśnie taki przypadkowy przebieg o szerokim widmie częstotliwości. Niekiedy szumy są stosowane jako sygnał użyteczny do pomiaru określonych parametrów urządzeń. Tym zagadnieniem w niniejszym artykule zajmować się nie będziemy.

Szumy cieplne

Szumy cieplne (rezystancyjne) powstają wskutek cieplnego pobudzenia elektronów i stanowią dolną granicę poziomu szumów występujących w danym układzie. Szumy cieplne występują we wszystkich elementach zawierających rezystancję. Napięcie szumów cieplnych można określić następującym wzorem:

$$U_{sz} = 0{,}126\sqrt{R}\sqrt{\Delta f} \quad [\mu V]$$

w którym:
U_{sz} – napięcie szumów (wartość skuteczna) [μV],
R – rezystancja [kΩ],
Δf – szerokość pasma częstotliwości (Δf = f2 – f1) [kHz].
Łatwo można obliczyć, że szumy cieplne na wyjściu mikrofonu o rezystancji 600 Ω wynoszą około 0,44 μV. Szumy cieplne w rezystancji wejściowej wzmacniacza mikrofonu piezoelektrycznego o wartości 1 MΩ, wyniosą już około 15 μV.
Wzrost temperatury wpływa nieznacznie na szumy cieplne. Zwiększenie temperatury rezystancji z 17°C do 117°C powoduje zwiększenie się napięcia szumów tylko o 16%.
Rezystory rzeczywiste mają napięcie szumów znacznie większe od obliczonego napięcia szumów cieplnych. Najlepsze pod tym względem są dobre rezystory drutowe, których szumy są nieznacznie tylko większe od obliczonych szumów cieplnych. O przyczynach wywołujących te szumy dodatkowe piszemy niżej.
Gęstość widmowa szumów cieplnych jest stała. Tak więc moc szumów cieplnych w pasmie 100 do 200 Hz jest równa mocy szumów w pasmie 5100... do 5200 Hz. Szum o jednolitym rozkładzie mocy w funkcji częstotliwości nazywamy szumem białym. Warto nadmienić, że wiele źródeł szumów nie zaliczanych do szumów cieplnych ma charakter szumu białego.
Wartość skuteczna (napięcia, prądu) szumów cieplnych może być określona jednoznacznie, natomiast wartość chwilowa tych szumów może być określona tylko w sensie prawdopodobieństwa częstości występowania. Wartość chwilowa szumów cieplnych ma rozkład normalny (gaussowski). Obliczone na tej podstawie wartości współczynnika szczytu (stosunku wartości chwilowej do wartości skutecznej) wyrażone w procencie czasu, w którym przebieg przekracza przyjętą wartość szczytową, przedstawiają się następująco.

Procent czasu	Współczynnik szczytu
1,0	2,6
0,1	3,3
0,01	3,9
0,001	4,4
0,0001	4,9

Pomijając rzadko występujące wartości szczytowe, w odniesieniu do szumów cieplnych, przyjmuje się współczynnik szczytu równy 3 bądź 4.
Tor elektroakustyczny lub jego ogniwa ograniczają pasmo przepustowe głównie od góry, a więc mają charakter filtru dolnoprzepustowego. Jeżeli spadek charakterystyki częstotliwościowej jest gwałtowny i wynosi 18 dB/okt lub więcej, to równoważna energetyczna szerokość pasma szumów jest równa w przybliżeniu szerokości pasma przenoszenia toru. Natomiast przy bardziej łagodnym opadaniu charakterystyki częstotliwościowej należy wprowadzić poprawkę: równoważna energetyczna szerokość pasma szumów jest większa o 22% w przypadku charakterystyki 12 dB/okt, większa o 57% w przypadku charakterystyki 6 dB/okt.

Szumy śrutowe

We wszystkich elementach półprzewodnikowych występują szumy śrutowe wiążące się z fluktuacją wartości prądu wokół wartości średniej, spowodowaną przypadkową dyfuzją nośników przez bazę tranzystora oraz przypadkową generacją i rekombinacją par elektron-dziura. Nazwa tych szumów pochodzi jeszcze z epoki lamp elektronowych, w których szumy śrutowe są spowodowane przypadkowością emisji elektronów z katody.
Wartość skuteczna prądu szumów śrutowych może być określona według wzoru:

$$I_{ss} = 5{,}66 \cdot 10^{-4}\sqrt{I f_e} \quad [\mu A]$$

w którym:
I_{ss} – natężenie prądu szumów śrutowych [μA],
I – wartość średnia prądu stałego [mA],
f_e – energetyczna szerokość pasma [kHz].
Szum śrutowy jest szumem białym o własnościach takich samych, jak opisane wyżej szumy cieplne.

Szumy kontaktowe (szumy 1/f)

Dwa różne materiały lub nawet złącza tego samego materiału mają styk niedoskonały. Wskutek tego występują szumy, które w zależności od elementu w jakim powstają, noszą różne nazwy. I tak: w przypadku lamp określa się je jako szumy migotania, w elementach półprzewodnikowych i biernych elementach stykowych nazywamy je szumami kontaktowymi, a w przypadku rezystorów nazywane są czasami szumami nadmiarowymi.
Szumy 1/f są wprost proporcjonalne do wartości prądu stałego. Gęstość widmowa tych szumów zmienia się tak, jak odwrotność częstotliwości (1/f), a wartość chwilowa zmienia się według rozkładu normalnego (gaussowskiego). Źródłem tych szumów są rezystory, szczególnie objętościowe i warstwowe, elementy półprzewodnikowe i inne elementy zawierające złącza i styki. Poziom szumów kontaktowych może przybierać znaczną wartość przy małych częstotliwościach.

Szumy wybuchowe (ang. burst noise)

Szumy wybuchowe występują w diodach, układach scalonych i niekiedy w tranzystorach. Mają one charakter specyficznych trzasków i przypominają najbardziej odgłosy występujące przy praże-

niu kukurydzy. Szumy wybuchowe są spowodowane niedoskonałością wytwarzania przyrządów półprzewodnikowych i występują w mniejszym stopniu lub prawie wcale nie występują, w przyrządach wytwarzanych bardzo dobrą technologią. Główną przyczyną ich powstawania są zanieczyszczenia metaliczne w materiale złącz półprzewodnikowych.

Częstość powtarzania „wybuchów" nie jest okresowa i zmienia się wskutek różnych przyczyn. Zaobserwowano szumy wybuchowe o częstości od kilkuset na sekundę do mniej niż jednego „wybuchu" na minutę. Amplituda „wybuchu" jest większa 2...100 razy od poziomu szumów cieplnych i jest stała dla danego egzemplarza przyrządu półprzewodnikowego. Orientacyjnie można przyjąć, że gęstość widmowa szumów wybuchowych ma charakterystykę $1/f^2$. Napięcie (amplituda impulsu) ma większą wartość w obwodach o wielkiej wartości impedancji, np. w obwodzie wejściowym wzmacniacza operacyjnego.

Szumy taśmy magnetofonowej

Dotkliwie odczuwanym źródłem szumów w torach elektroakustycznych są szumy taśmy magnetofonowej, których głównymi źródłami są: ziarnistość struktury warstwy czynnej taśmy oraz zmienność styku taśmy z głowicą. Poza tym wielki wpływ na poziom szumów ma namagnesowanie taśmy składową stałą pola magnetycznego, której źródłem może być sam magnetofon, bądź zewnętrzne pole magnetyczne. Zmniejszenie różnymi sposobami szumów taśmy magnetofonowej, warunkujące otrzymanie odpowiednio wielkiej dynamiki audycji, jest głównym kierunkiem wysiłków producentów taśm i producentów magnetofonów, w okresie całej historii rozwoju zapisu magnetycznego.

Szumy płyty gramofonowej

Stare płyty gramofonowe (tzw. szelakowe z wypełniaczem mineralnym) dawały bardzo wysoki poziom szumów. Wprowadzenie nowych materiałów do produkcji płyt (mas plastycznych opartych głównie o polichlorek winylu) oraz zmniejszenie nacisku igły czytającej, wpłynęły na bardzo znaczne zmniejszenie się poziomu szumów. Najlepsze, nowe i zupełnie czyste płyty wykazują odstęp szumów od znamionowego poziomu sygnału użytecznego rzędu 70 dB. Wartość ta maleje szybko w miarę zabrudzenia płyty i drobnych uszkodzeń spowodowanych niestarannym obchodzeniem się z płytą oraz wadami igły czytającej (igła zużyta), bądź gramofonu.

Podana wartość poziomu szumów nie dotyczy zakresu małych częstotliwości, w którym występują szumy (zakłócenia) od napędu aparatury zapisującej i innych zakłóceń mechanicznych przeniesionych na płytę. Zakłócenia od wibracji mechanizmu gramofonu powstają również przy odczytywaniu zapisu płyty i są tym większe, im niższej klasy jest gramofon. Selektywny pomiar szumów (zakłóceń) płyty gramofonowej wykazuje, że występują wyraźne maksima w określonych przedziałach częstotliwości.

Szum mikrofonowy

Źródłem szumów mikrofonowych poza szumem cieplnym są: szum akustyczny wywołany uderzaniem cząstek powietrza o membranę mikrofonu, szum kontaktowy, szczególnie silny w przypadku mikrofonów węglowych. Poza tym mikrofon odbiera zawsze zakłócenia akustyczne występujące w danym pomieszczeniu, których wyeliminowanie nawet dla celów pomiarowych jest bardzo trudne (praktycznie nie ma ani pomieszczenia, ani komory idealnie cichej).

Szum kwantyzacyjny

Przy odtwarzaniu sygnału (analogowego) z sygnału przenoszonego w postaci cyfrowej (dyskretnej), sygnał wyjściowy może mieć składową szumów większą niż miał sygnał wejściowy. Różnica jest spowodowana procesem przetwarzania sygnału, głównie jego kwantowaniem.

Szum losowy

Szumem losowym nazywamy szum powstający z nakładania się znacznej liczby elementarnych zakłóceń powstających w czasie, stosownie do prawa przypadkowości.

Zakłócenia zewnętrzne

Do toru elektroakustycznego mogą przedostawać się różnorodne zakłócenia. Zupełne ich wyeliminowanie nie jest możliwe. Przedsięwzięcia konstrukcyjne, projektowe i eksploatacyjne zmierzają do osłabienia tych zakłóceń w takim stopniu, aby miały one wartość mniejszą od przyjętej za dopuszczalną. Główne drogi przedostawania się zakłóceń to: sprzężenie przez pole elektryczne, przez pole magnetyczne, sprzężenie rezystancyjne, sprzężenie przez wspólną impedancję. Poza tym zakłócenia mogą przedostawać się do wejścia wraz z sygnałem, jak to występuje nagminnie w odbiornikach radiofonicznych (zakłócenia atmosferyczne, kosmiczne, interferencyjne, przemysłowe, zapłonowe samochodów itd.). Przeciwdziałanie tego rodzaju zakłóceniom jest trudne i wymaga często znacznego nakładu środków. *A.W.*

(Dc. w następnym nrze)

Zintegrowany zestaw elektroakustyczny MC-8000

Obok zestawów Hi-Fi tworzonych z kilku oddzielnych segmentów, występuje wciąż zapotrzebowanie na zestawy zintegrowane, zajmujące mniej miejsca i tańsze w porównaniu z zestawami standardowymi i zestawami „mini" o takich samych funkcjach. Szczególnie niewygodnym sprzętem jest gramofon elektryczny, który zajmuje sporo miejsca, a jego wydatne zmniejszenie nie jest możliwe, bowiem wymiary wynikają ze średnicy płyty gramofonowej.

Koncern Mitsubishi zdecydował się na inne rozwiązanie konstrukcyjne: nadał gramofonowi położenie pionowe i wbudował go do zestawu zintegrowanego. Takie rozwiązanie umożliwia ustawienie zestawu na stole, półce lub regale tuż przy ścianie, tak, że zajmuje on wyjątkowo mało miejsca w pokoju. Jest to wielka zaleta nie tylko w warunkach japońskich ale i europejskich, gdy w zestawy elektroakustyczne wyposaża się małe mieszkania, kawalerki i pokoje młodzieżowe.

Zestaw zawiera odbiornik radiofoniczny (UKF, fale średnie i fale długie), wzmacniacze 2×25 W, magnetofon kasetowy i gramofon. Po założeniu płyty gramofon steruje się widocznymi z prawej strony przyciskami. Wbudowana automatyka gramofonu ustala średnicę płyty, prędkość obrotową i uruchamia ramię oraz cofa je po zakończeniu odtwarzania. Nad ramieniem adapterowym umieszczona jest podziałka, według której łatwo jest ustawić głowicę tak, aby odtworzony został tylko wybrany fragment płyty. Ramię adapterowe jest napędzane przez odpowiedni mechanizm z silnikiem pomocniczym. Płyta jest przytrzymywana ramieniem wyposażonym w sprężynę dociskającą. Zastosowano napęd silnikiem prądu stałego i paskiem gumowym.

Układ magnetofonu jest wyposażony w ogranicznik szumów systemu Dolby B. Możliwe jest stosowanie trzech rodzajów taśmy. Wymiary całego urządzenia: 460×585×245 mm. Masa urządzenia: 18,5 kg.

R.T

mgr inż. CEZARY RUDNICKI

Dekoder sygnału stereofonicznego UL1621N

Całkowity sygnał stereofoniczny, jaki otrzymuje się z dekodera FM odbiornika radiofonicznego, zawiera trzy podstawowe składniki:
- sygnał główny (suma sygnałów kanału lewego i prawego),
- sygnał dodatkowy (sygnał o częstotliwości 38 kHz modulowany amplitudowo różnicą sygnałów lewego i prawego kanału, z wytłumioną falą nośną),
- sygnał pilotujący (sygnał o częstotliwości 19 kHz, synfazowy z falą nośną 38 kHz).

Widmo zespolonego (całkowitego) sygnału stereofonicznego jest przedstawione na rys. 1.

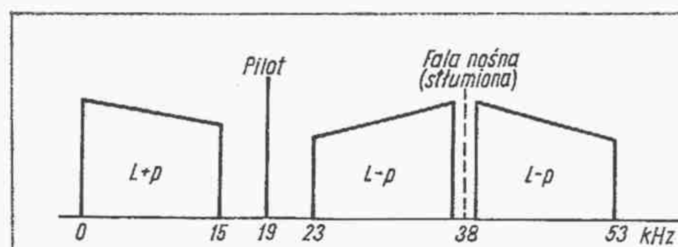
Do rozdzielania sygnału złożonego na sygnały kanałów lewego i prawego jest stosowany dekoder synchroniczny (rys. 2). Złożony sygnał stereofoniczny jest doprowadzany do bazy tranzystora T1, a do baz tranzystorów T3 i T6 doprowadza się sygnał o częstotliwości 38 kHz (fala nośna sygnału dodatkowego). Bazy tranzystorów T1 i T2 są spolaryzowane jednakowym napięciem; podobnie jednakowe napięcia stałe występują na bazach tranzystorów T3, T4, T5 i T6, przy czym są one wyższe od napięć baz tranzystorów T1 i T2 o około 2 V; przy braku sygnałów sterujących prąd tranzystora T1 dzieli się równo między tranzystory T3 i T4, a prąd tranzystora T2 między T5 i T6. Po doprowadzeniu do baz tranzystorów T3 i T6 przebiegu napięciowego o wartości międzyszczytowej około 1,5 V, prąd tranzystora T1 płynie przez tranzystor T3 lub T4, a prąd tranzystora T2 płynie przez tranzystor T5 lub T6, zależnie od fazy tego sygnału.

Jednoczesne doprowadzenie do bazy tranzystora T1 sygnału złożonego i do bazy tranzystora T3 sygnału o częstotliwości 38 kHz zgodnego w fazie z falą nośną sygnału dodatkowego powoduje przepływ prądu we wszystkich tranzystorach. Prądy tranzystorów T3 i T5 sumują się w rezystorze lewego kanału, a prądy tranzystorów T4 i T6 w rezystorze prawego kanału. W efekcie, po spełnieniu pewnych warunków dodatkowych, otrzymuje się sygnały lewego i prawego kanału.

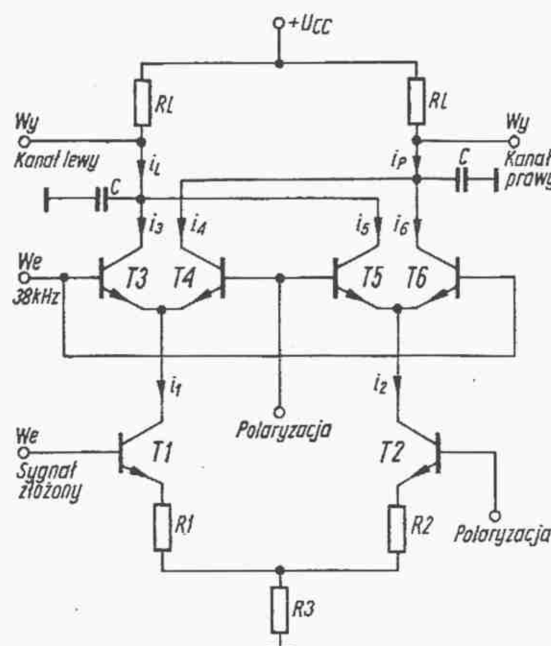
Tymi dodatkowymi warunkami są: odpowiedni dobór wartości rezystancji rezystorów R1, R2 i R3 oraz synfazowość sygnału o częstotliwości 38 kHz z falą nośną sygnału dodatkowego. Pierwszy warunek jest dość łatwy do spełnienia, natomiast drugi jest podstawowym problemem, jaki występuje w procesie dekodowania sygnału stereofonicznego.

Ponieważ sygnał o częstotliwości 38 kHz nie występuje bezpośrednio w widmie złożonego sygnału stereofonicznego, jest on odtwarzany za pomocą sygnału pilotującego o częstotliwości 19 kHz. W starszych rozwiązaniach dekoderów stereofonicznych, takich jak UL1601N i UL1611N, stosowano w tym celu układy rezonansowe LC. Pierwszy z obwodów rezonansowych LC był dostrojony do częstotliwości 19 kHz i wydzielał sygnał pilotujący z całkowitego sygnału stereofonicznego, po czym następowało powielanie jego częstotliwości do wartości 38 kHz. Proces nie zapewnia uzyskania pełnej synfazowości sygnałów, a przesunięcia fazy powstające w wyniku odstrojeń obwodów rezonansowych wywołane starzeniem i zmianami temperatury otoczenia powodują, że niemożliwe jest uzyskanie separacji kanałów lepszej niż 40 dB.

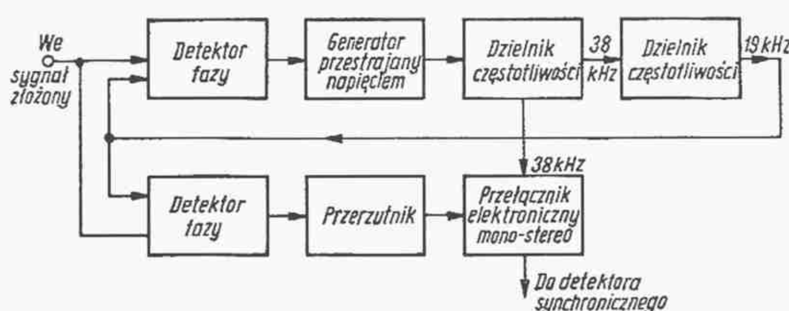
Drugi sposób odtworzenia sygnału dodatkowego polega na zastosowaniu pętli synchronizacji fazowej (PLL). Zasadę działania takiego układu odtwarzania fali nośnej przedstawiono na rys. 3, na którym pokazano schemat blokowy pętli. Układ składa się z generatora przestrajanego napięciem, dzielnika częstotliwości i detektora fazy. Sygnał z detektora fazy jest zależny od różnicy faz między sygnałem pilotującym i sygnałem o częstotliwości 19 kHz, powstałym w wyniku dzielenia częstotliwości sygnału wytwarzanego przez generator przestrojany napię-



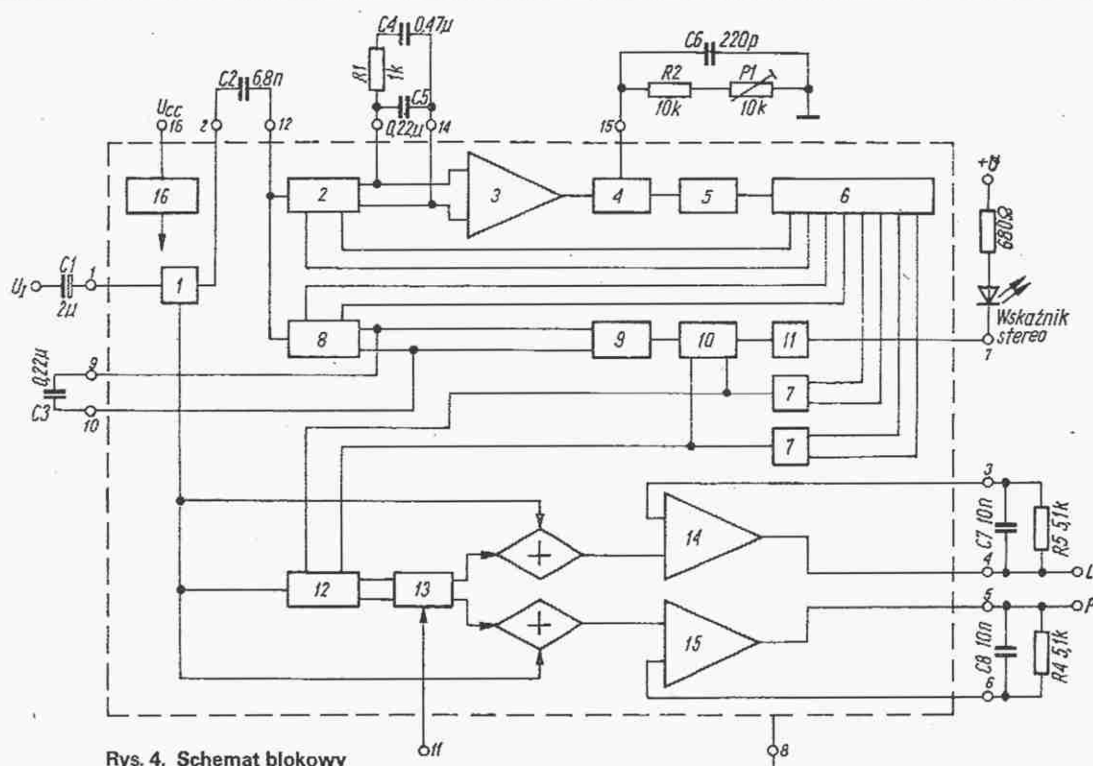
Rys. 1. Widmo złożonego sygnału stereofonicznego



Rys. 2. Schemat ideowy detektora synchronicznego stosowanego w stereodekoderach scalonych



Rys. 3. Schemat blokowy układu pętli synchronizacji fazowej w dekoderze sygnału stereofonicznego



Rys. 4. Schemat blokowy stereodekodera UL1621N

ciem. Wyjście detektora fazy jest połączone z generatorem, w wyniku czego uzyskuje się precyzyjne dostrojenie fazy sygnału wyjściowego (o częstotliwości 38 kHz) do fazy sygnału pilotującego (o częstotliwości 19 kHz).

Na rysunku 4 przedstawiono schemat blokowy stereodekodera UL1621N. Sygnał wejściowy (całkowity sygnał stereofoniczny) po przejściu przez wzmacniacz wejściowy (1) jest przekazywany do trzech torów: detektora synchronicznego (12, 13, 14, 15) oraz przez kondensator C2 do toru odtwarzania fali nośnej (2, 3, 4, 5, 6) i toru sygnalizacji odbioru stereofonicznego. Odtwarzanie fali nośnej następuje w pętli synchronizacji fazowej składającej się z detektora fazy (2), filtru dolnoprzepustowego (elementy zewnętrzne R1, C4 i C5), wzmacniacza prądu stałego (3), generatora przestrajanego napięciem (4), dzielnika częstotliwości przez 2 (5) i dzielnika częstotliwości przez 6, pracującego w układzie licznika Johnsona (6). Generator przestrajany napięciem pracuje z częstotliwością 228 kHz określoną przez elementy zewnętrzne R2, P1 i C6. Z wyjścia licznika Johnsona uzyskuje się zespół sygnałów o częstotliwości 19 kHz i ściśle określonych przesunięciach fazowych. Te sygnały są doprowadzane do detektora fazy, detektora synchronizmu (8) oraz do dwóch bramek EXCLUSIVE-OR (7), w których są formowane przebiegi fali nośnej 38 kHz, kierowane do detektora synchronicznego (12). W stanie synchronizmu pętli, sygnał z licznika Johnsona doprowadzany do detektora synchronizmu, jest w fazie z sygnałem pilota. Wytwarzany sygnał wyjściowy jest wówczas maksymalny. Ten sygnał po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy z kondensatorem C3 jest doprowadzany do przerzutnika Schmitta (9). Przy dostatecznie dużej wartości tego sygnału przerzutnik zmienia stan i uruchamia przełącznik „mono-stereo". Powoduje to odblokowanie bramek (7) i rozpoczęcie pracy detektora synchronicznego. Do sygnalizacji tego stanu służy optyczny wskaźnik stereo (żarówka lub dioda świecąca) sterowany przez wzmacniacz (11) doprowadzony do końcówki 7 układu scalonego. Z wyjścia detektora synchronicznego (12) uzyskuje się sygnał odpowiadający różnicy sygnałów kanału lewego i prawego. W wyniku sumowania, na wyjściach wzmacniaczy (14 i 15) uzyskuje się sygnały kanału lewego L i prawego P. Elementy zewnętrzne R4, C8, dla kanału prawego i R5, C7 dla kanału lewego określają wzmocnienie sygnału małej częstotliwości i tłumią składowe sygnału leżące poza pasmem akustycznym. Ponadto spełniają funkcję obwodów deemfazy (50 μs = 5, 1 kΩ × 10 nF).



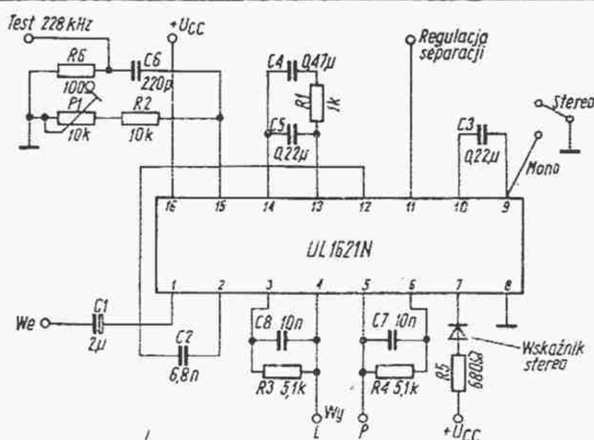
Rys. 5. Schemat dołączenia do układu scalonego UL1621N dodatkowych elementów służących do korekcji separacji kanałów

Układ scalony UL1621N zawiera dodatkowy blok oznaczony (13) na schemacie. Umożliwia on płynną regulację separacji kanałów zależnie od wartości napięcia stałego na końcówce 11. Ma to istotne znaczenie przy odbiorze słabych sygnałów, przy niekorzystnym stosunku mocy sygnału do mocy szumów. Zmniejszenie separacji kanałów powoduje wówczas poprawienie jakości odbioru.

Ponieważ sygnał dodatkowy znajduje się w górnej części widma sygnału stereofonicznego, obwody pośredniej częstotliwości odbiornika radiofonicznego wprowadzają pewne tłumienie tego sygnału względem sygnału głównego. W celu kompensacji tego niepożądanego wpływu zaleca się stosować dodatkowy układ sprzężenia zwrotnego (schemat na rys. 5), umożliwiający kompensację tłumienia do 2 dB. Dzięki temu wzmocnienie napięciowe dekodera jest zmniejszone w tym samym stosunku.

Przedstawione w tablicy parametry elektryczne układu scalonego UL1621N dotyczą podstawowego układu aplikacyjnego przedstawionego na rysunku 6, przy wartości międzyszczytowej sygnału wejściowego równej 2,5 V.

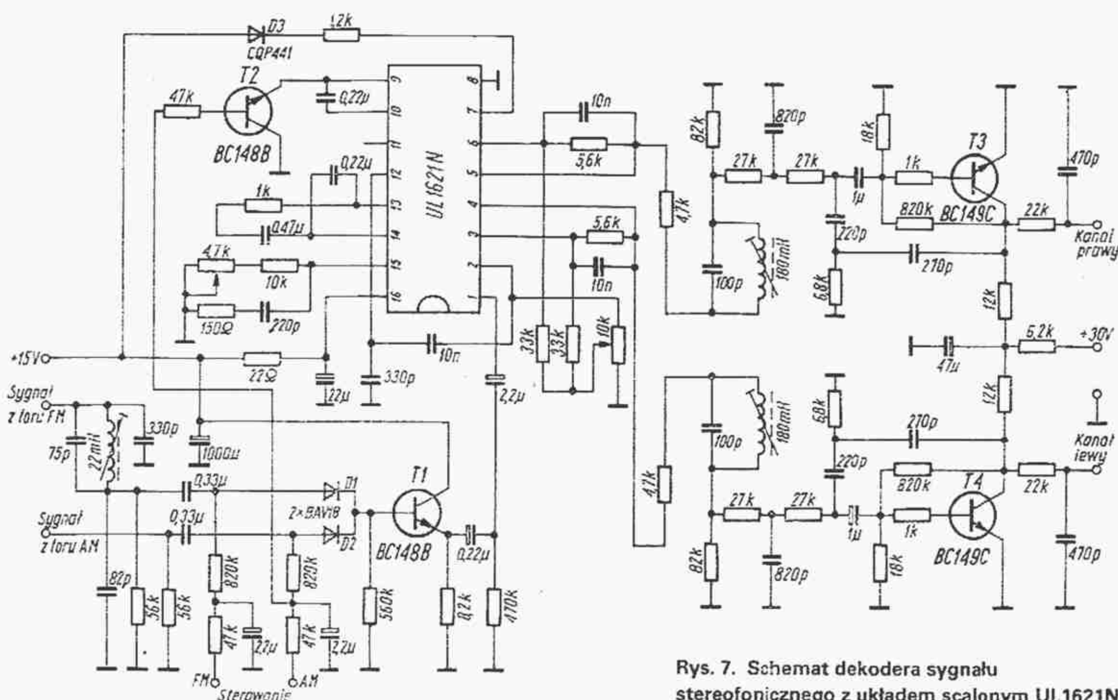
Schemat dekodera sygnału stereofonicznego z układem scalonym UL1621N, przewidzianego do pracy w odbiorniku radiofonicznym, przedstawiono na rysunku 7. Oprócz elementów typowego schematu aplikacyjnego na schemacie przedstawiono przełącznik elektroniczny AM/FM i wyjściowe filtry aktywne małej częstotliwości. Przełącznik elektroniczny tworzy



Rys. 6. Podstawowy schemat aplikacyjny układu scalonego UL1621N jako dekodera sygnału stereofonicznego

tranzystor T1 z diodami D1 i D2 oraz elementami towarzyszącymi. Przełącznik jest sterowany napięciem stałym doprowadzanym do wejść „Sterowanie". Doprowadzenie do wejścia sterującego FM napięcia stałego (napięcie na wejściu AM jest wówczas równe zeru) powoduje, że tranzystor przenosi wyłącznie sygnał z wyjścia toru FM. Tłumienie sygnału z toru AM przez diodę D2 spolaryzowaną zaporowo jest na tyle duże, że sygnał toru AM nie przedostaje się do wejścia układu scalonego UL1621N.

Po zdekodowaniu wewnątrz układu scalonego, sygnały m.cz. kanału lewego i prawego występują na jego wyjściach (końcówki 4 i 5). Do obu wyjść są dołączone identyczne aktywne filtry dolnoprzepustowe z tranzystorami T3 i T4. Do wstępnego tłumienia szczątkowej fali nośnej 38 kHz zastosowano obwód rezonansowy LC złożony z cewki o indukcyjności 180 mH i kondensatora o pojemności 100 pF. Kolejnym ogniwem tłumiącym szczątkową falę nośną i ograniczającym pasmo sygnału małej częstotliwości jest filtr aktywny z tranzystorem T3 (kanał prawy) lub z tranzystorem T4 (kanał lewy).



Rys. 7. Schemat dekodera sygnału stereofonicznego z układem scalonym UL1621N

Parametry elektryczne układu scalonego UL1621N

Nazwa parametru	Oznaczenie	Wartość min	Wartość typ.	Wartość max	Jednostka
Tłumienie przesłuchów					
– bez optymalizacji	S	30			dB
– optymalizowane	S_{opt}	40			dB
Wzmocnienie napięciowe (mono)	A_u	0,8	1,0	1,2	V/V
Współczynnik zniekształceń nieliniowych	h		0,2	0,3	%
Rezystancja wejściowa	R_i		80		kΩ
Rezystancja wyjściowa	R_o		100		Ω
Napięcie pilota wymagane do zaświecenia wskaźnika	U_{IP}	12	19	25	mV
Niezrównoważenie kanałów	k			0,3	dB
Tłumienie sygnałów					
19 kHz			31		dB
38 kHz			40		dB
76 kHz			70		dB
114 kHz			70		dB
152 kHz			70		dB
Napięcie regulacji separacji					
S = 3 dB	U_{11}		0,7		V
S = 30 dB	U_{11}		1,6		V
Stosunek sygnału do szumu	S/N		85		dB

Podczas odbioru sygnałów na zakresie AM sygnał wyjściowy toru AM jest przenoszony przez układ scalony UL1621N, który pełni wówczas funkcję wzmacniacza m.cz. o jednym wejściu i dwóch wyjściach, na których występują identyczne sygnały. W celu przeciwdziałania możliwości powstania interferencji w trakcie odbioru na zakresie AM, generator 228 kHz zostaje wyłączony. Funkcję wyłącznika pełni tranzystor T2 pracujący w układzie inwersyjnym.

Wielka instalacja nagłośniająca

Z okazji pobytu Papieża Jana Pawła II w Kolonii (RFN) zaprojektowano i wykonano bardzo solidnie wielką instalację do nagłośnienia terenu przewidzianego dla około 1 mln osób. Zastosowane rozwiązania mogą służyć jako przykład przydatny przy projektowaniu innych, nawet znacznie mniejszych, instalacji nagłośniających.

Terenem przewidzianym dla wielkiego zgromadzenia była część lotniska o wymiarach około 1,0 X 0,5 km, na którego krańcu znajdowało się podwyższenie z ołtarzem. Głośniki rozmieszczono na 59 masztach. Szkic terenu z pokazaniem rozmieszczenia masztów z głośnikami przedstawiono na rys. 1.

Założeniem generalnym było uzyskanie bardzo dobrej słyszalności mowy, dobrego jakościowo wzmocnienia dźwięków muzyki i wysokiej niezawodności działania instalacji. Przyjęto, że poziom natężenia dźwięku nie powinien być w zasadzie niższy od 80 dB, a w pobliżu głośników nie powinien przekraczać 90...95 dB. Założono, ze dla mowy pasmo przenoszonych przez instalację częstotliwości powinno wynosić 400...4000 Hz, a dla muzyki 100...6000 Hz. Uznano, że optymalnym rozwiązaniem jest zastosowanie jednocześnie głośników tubowych odznaczających się wysoką sprawnością przetwarzania i grupowych źródeł dźwięku utworzonych z głośników z membranami stożkowymi. Na każdym maszcie umieszczono dwa głośniki tubowe i grupę głośników z membranami stożkowymi przewidując doprowadzenie mocy 66 W (2 × 15 + 36), co miało zapewnić natężenie dźwięku równe 127 dB w odległości 1 m od głośników oraz spełnić przyjęte założenia co do natęzenia dźwięku na poziomie głów słuchaczy, przy podzieleniu całego terenu na 6 stref o szerokości 100 m i ustawieniu masztów z zespołami głośników w odstępach co 50 m Nagłośnienie strefy 1 znajdującej się najbliżej podwyzszenia i ołtarza rozwiązano nieco inaczej

Doprowadzenie energii do głośnikow zapewniono kablami ułozonymi w ziemi i zabezpieczonymi rurą stalową wzdłuz masztu do wysokosci paru metrow Z jednego toru przewodowego był zasilany co drugi głośnik, co zapewniało zwiększenie niezawodnosci działania nagłośnienia w przypadku wystąpienia uszkodzenia ktoregos z torów przewodowych lub wzmacniacza.

Do zasilania głośnikow uzyto 31 wzmacniaczy SQ-4 Philipsa o łącznej mocy około 7 kW, przy czym dysponowano rezerwą około 1 kW.

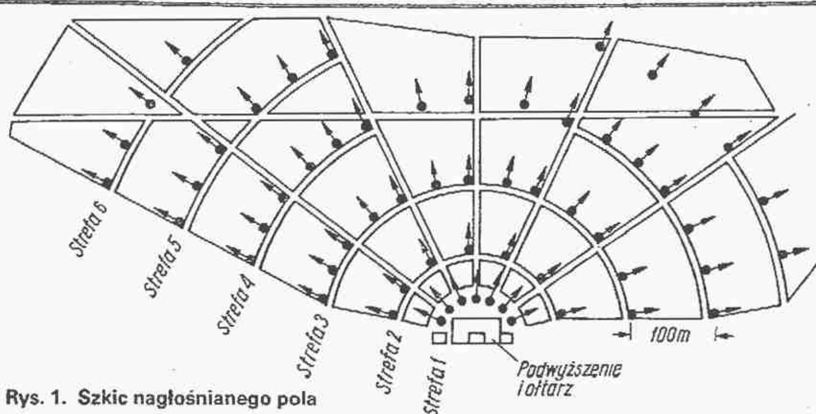
Elektryczny schemat strukturalnej całej instalacji przedstawiono na rysunku 2.

W pobliżu ołtarza, przy orkiestrze i chórach ustawiono 25 mikrofonów. Stosownie do programu uroczystości dalszych 10 mikrofonów rozmieszczono w przedniej części podwyższenia i przed nim. Dążono do tego, aby odległość mikrofonu od ust mówcy była mała (20 cm). Poza tym tor każdego mikrofonu przechodził przez oddzielny korektor charakterystyki częstotliwościowej, co jest konieczne wobec małej odległości do najbliższych zespołów głośnikowych (50 m). W pobliżu stanowisk mikrofonowych umieszczono dodatkowe głośniki do autonasłuchu. Wiadomo, że mówca, śpiewak i członek orkiestry kontroluje słuchem, jak każdy z nas, czy jest słyszany, na podstawie natężenia dźwięku wytwarzanego w danych warunkach. W przypadku otwartej przestrzeni i instalacji nagłośniającej jest to wysoce utrudnione i należy zastosować specjalne, blisko umieszczone głośniki umożliwiające samokontrolę mówców i wykonawców. Grozi to powstawaniem sprzężenia akustycznego głośnik-mikrofon-głośnik, ale jest konieczne

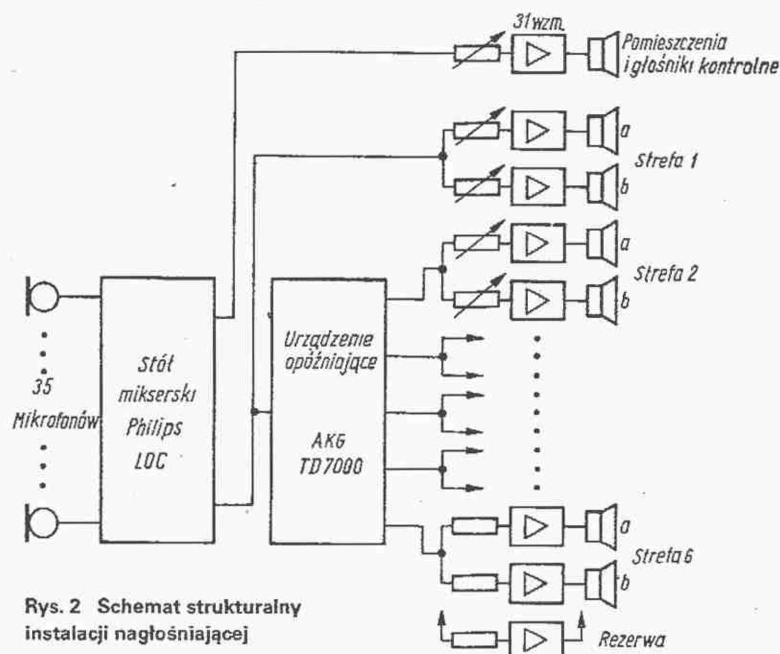
Chóry i orkiestry powinny poza tym bardzo wyraźnie słyszeć transmitowaną mowę, aby włączać się w odpowiednim momencie. Technicy elektroakustycy obsługujący stół mikserski powinni mieć możliwość zmniejszenia głośności dźwięku wytwarzanego przez głośniki podsłuchowo-kontrolne przy otwieraniu kanałów mikrofonowych orkiestr i chórów.

W pomieszczeniach przeznaczonych dla dziennikarzy i reporterów stosuje się zwiększone natężenie dźwięku oraz w miarę potrzeby słuchawki.

Przy szerokości nagłośnianych stref równej 100 m zastosowane zostało strefowe



Rys. 1. Szkic nagłośnianego pola z zaznaczeniem stref i zespołów głośników



Rys. 2 Schemat strukturalny instalacji nagłośniającej

opóźnienie dźwięku o 294 ms. Zespoły głośnikowe strefy pierwszej pracują bez opóźnienia. Do uzyskania odpowiednich opóźnień zastosowano urządzenie cyfrowe firmy AKG typ TD7000. Do jego wyjść przyłączono grupy wzmacniaczy mocy, z wyjątkiem wzmacniaczy strefy pierwszej i wzmacniacza zasilającego głośniki kontrolne i głośniki do autonasłuchu.

Zastosowano dostatecznie niezawodne zasilanie instalacji z sieci elektroenergetycznej, rozkładając obciązenie między poszczególne fazy.

Bardzo ważne jest, aby inżynierowie kierujący pracą instalacji byli bieżąco informowani o tym, co dzieje się na terenie nagłośnianym i jaka jest słyszalność emitowanej audycji. W tym celu kilku techników wyposażonych w radiotelefony znajdowało się na nagłośnianym terenie, meldując o jakości działania instalacji i zauważonych usterkach. Umożliwiło to zapewnienie równomiernego nagłośnienia przy nieprzerwanej kontroli jego jakości.

R.T

Opracowano na podstawie artykułu G. Boye w „Funkschau" nr 16/1981

Nowy system transmisji fonii telewizyjnej

mgr inż. JANUSZ CZERNIEWSKI
mgr inż HANNA GRUNWALD-PODKOWSKA

Badania nad opracowaniem i wprowadzeniem systemu transmisji stereofonicznej dźwięku, bądź dwóch dźwięków towarzyszących obrazowi TV prowadzone są w laboratoriach firm światowych już od około 10 lat.

Myśl wprowadzenia stereofonicznej transmisji dźwięku w telewizji z możliwością zastosowania w razie potrzeby (zamiennie) dwóch niezależnych programów dźwiękowych (monofonicznych) datuje się od momentu, gdy w Szwecji opracowano dla celów radiofonii multipleksowy system transmisji stereofonicznej z częstotliwościową modulacją podnośnej, tzw. system FM/FM. System ten, w odróżnieniu od przyjętego w wielu krajach Europy, a również w Polsce systemu z tonem pilotującym i amplitudową modulacją podnośnej oraz stosowanego w ZSRR systemu polarnej modulacji, umożliwiał, poza transmisją dźwięku stereofonicznego również transmisję dwóch dźwięków niezależnych.

Obydwa rodzaje emisji dźwięku są szczególnie przydatne w telewizji. Przekazywanie dwóch dźwięków towarzyszących obrazowi jest bardzo cenne w krajach dwu- i wielojęzycznych oraz może być wykorzystywane we wszystkich krajach przy transmisji filmów z dźwiękiem w języku oryginału i równocześnie z tłumaczeniem, jak również w audycjach szkoleniowych i innych (np. w nauce języków obcych, gdzie przy wykorzystaniu jednego materiału wizualnego prowadzi się jednocześnie naukę dwóch języków obcych).

Dźwięk stereofoniczny wzbogaca i uzupełnia wrażenia wzrokowe odbierane przez telewidza, umożliwia bowiem przestrzenne słyszenie i lokalizację źródeł dźwięku w szerszym kącie niż kąt widzenia obrazu, przez co widz podlega wrażeniu jakby obraz telewizyjny był szerszy i „wykraczał" poza kineskop.

Ponadto odbiór dźwięku telewizyjnego w systemie stereofonicznym realizowany jest za pomocą układów odbioru fonii o wysokiej wierności odtwarzania, spełniających wymagania zawarte w powszechnie przyjętej dla radioakustycznego sprzętu Hi-Fi normie DIN 45500, co dodatkowo podnosi walory użytkowe sprzętu.

W pracach badawczych analizowanych było kilka systemów transmisji fonii i to zarówno opartych na rozwiązaniach analogowych, jak i przyszłościowych rozwiązaniach pracujących w technice impulsowej i cyfrowej. Ostatecznie, praktyczne zastosowanie znalazły:

– multipleksowy system transmisji stereofonicznej TV opracowany i eksploatowany od około 2 lat w Japonii;
– opracowany w RFN system transmisji fonii TV z dwiema nośnymi fonii, umożliwiający zarówno transmisje w systemie dwóch niezależnych dźwięków jak i jednego dźwięku emitowanego w systemie stereofonicznym. Ten ostatni system wszedł w RFN w 1981 r. do próbnej eksploatacji i jak wynika ze światowej wystawy „Funkausstellung 81" w Berlinie Zachodnim spowodował wielkie zainteresowanie światowych firm produkujących odbiorniki telewizyjne.

W Polsce międzyresortowy zespół ds wprowadzenia drugiego dźwięku w polskiej telewizji zalecił również system transmisji z dwiema nośnymi fonii jako najbardziej ekonomiczny w obecnym etapie rozwoju radioelektroniki w kraju i odznaczający się lepszymi parametrami od systemu multipleksowego FM/FM. Jednakże zamierzenia ograniczono wyłącznie do nadawania w systemie dwóch dźwięków towarzyszących obrazowi z przesunięciem na dalsze lata możliwości emitowania stereofonicznego dźwięku towarzyszącego.

W krajach zachodnich przewidywany dynamiczny rozwój produkcji odbiorników telewizyjnych przystosowanych do odbioru w systemie „mono-stereo – dwa dźwięki", w oparciu o dwie nośne spowodował przyspieszenie prac konstrukcyjnych dotyczących torów fonii telewizorów oraz opracowanie i uruchomienie produkcji specjalizowanych układów scalonych, umożliwiających uproszczenie konstrukcji i potanienie rozwiązań telewizorów stereofonicznych.

System „mono-stereo – dwa dźwięki" przy dwóch nośnych

System jest oparty na wprowadzeniu do złożonego sygnału telewizyjnego dodatkowej (drugiej) nośnej fonii położonej o około 242 kHz powyżej głównej częstotliwości nośnej (pierwszej). Stąd w standardzie CCIR odpowiednie częstotliwości różnicowe wynoszą f_{R1} = 5,5 MHz, f_{R2} 5,742 MHz, a w systemie OIRT byłyby odpowiednio o 1 MHz większe, tj. 6,5 i 6,742 MHz.

Druga częstotliwość nośna, poza modulacją odpowiednim sygnałem fonicznym, modulowana jest sygnałem pilotującym o częstotliwości 54,6875 kHz modulowanym z kolei w amplitudzie jedną z dwóch częstotliwości identyfikacyjnych, służących do sygnalizacji oraz do automatycznego przełączania toru w zależności od rodzaju emisji: monofonia, stereofonia bądź dwa dźwięki. Przy transmisji monofonicznej częstotliwość pilotująca nie jest modulowana, transmisji stereofonicznej odpowiada sygnał identyfikacji o częstotliwości 117,5 Hz, a emisji dwóch niezależnych dźwięków – 274,1 Hz. Głębokość modulacji częstotliwości pilotującej wynosi 50%.

W przypadku transmisji stereofonicznej nośna I modulowana jest sygnałem

$$\frac{L+P}{2}$$

zaś nośna II sygnałem P. Po demodulacji w odbiorniku i przejściu przez matrycę z sygnałów tych uzyskuje się pierwotny sygnał foniczny lewego kanału stereofonicznego:

$$2\frac{L+P}{2} - P = L$$

oraz bezpośrednio z demodulacji nośnej II – sygnał P prawego kanału.

Dla zachowania w nowym systemie tansmisji standardowego stosunku mocy nośnych fonii do częstotliwości nośnej wizji, który w dotychczasowym systemie wynosi 10 dB (zarówno wg standardu CCIR jak i OIRT), przyjęto w nowym systemie dla standardu CCIR rozkład widma nośnych częstotliwości wizji i fonii na wyjściu głowicy odbiornika telewizyjnego, przedstawiony na rys. 1a.

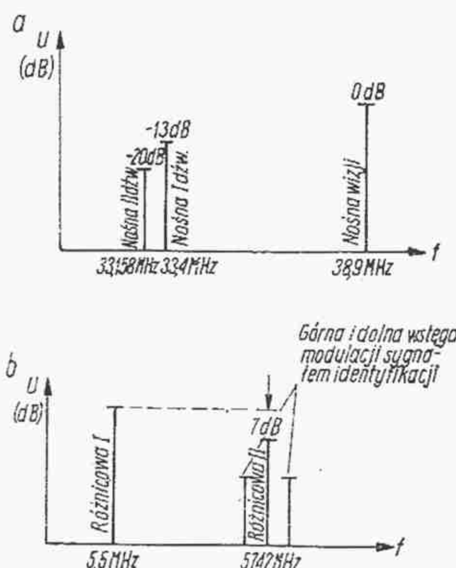
Widmo sygnału na wejściu wzmacniaczy różnicowych częstotliwości nośnych I i II fonii, przy braku modulacji sygnałem akustycznym, będzie takie jak przedstawiono na rysunku 1b.

Odstęp między częstotliwościami różnicowymi odpowiada różnicy częstotliwości nośnej I i II fonii i wynosi 242,1875 kHz, co stanowi nieparzystą wielokrotność połowy częstotliwości odchylania poziomego. Taki odstęp został wybrany ze względu na minimum zakłóceń interferencyjnych.

Częstotliwość pilotująca wynosząca 54,6875 kHz jest 3,5-krotną wartości częstotliwości odchylania poziomego, z którą normalnie jest ona synchronizowana. W przypadku zaniku impulsu synchronizacji linii, dokładnosc częstotliwości sygnału pilotującego wynosi ±50 Hz.

Częstotliwości sygnałów identyfikacji wynoszące 117,5 Hz i 274,1 Hz stanowią odpowiednio 1/133 i 1/57 częstotliwości odchylania poziomego.

Nośna I fonii jest modulowana sygnałem M bądź L+P bądź M1, co zapewnia systemowi „mono-stereo-dwa dźwięki" kompatybilność ze standardowym, dotychczas stosowanym systemem transmisji fonii w telewizji.



Rys. 1. Widma częstotliwości nośnych w systemie „mono-stereo-dwa dźwięki" (objaśnienia w treści artykułu)

Na uwagę zasługuje jeszcze fakt zmniejszenia maksymalnej dewiacji nośnej częstotliwości fonii I i II do ±30 kHz (w odniesieniu do częstotliwości modulującej 500 Hz) w stosunku do standardowej wartości ±50 kHz (wg zaleceń CCIR i OIRT). W opisach systemu nie podano przyczyn zmniejszenia dewiacji, należy jednak przypuszczać, że dokonano tego ze względu na konieczność zmniejszenia zakłóceń interferencyjnych.

Dane techniczne systemu „mono-stereo-dwa dźwięki"

Nośne dźwięku	Kanał 1	Kanał 2
Częstotliwość nośnych dźwięku	f_W +5,5 MHz	f_W +5,7421875 MHz
Stałość częstotliwości nośnych	±500 Hz	±500 Hz
Stosunek mocy nośnej wizji do fonii	13 dB	20 dB
Pasmo przenoszenia	40 Hz do 15 kHz	40 Hz do 15 kHz
Dewiacja powodowana sygnałem pilotującym	–	±2,5 kHz
Maksymalna dewiacja w odniesieniu do częstotliwości modulującej 500 Hz	±30 kHz	±30 kHz
Preemfaza	50 µs	50 µs
Sygnały identyfikacji	**Kanał 1**	**Kanał 2**
Częstotliwość pilotująca		54,6875 kHz (±5 Hz)
Modulacja		AM
Głębokość modulacji		50%
Częstotliwości modulujące częstotliwość pilotującą		
– mono		niemodulowany
– stereo		f_{linii} 1/133 = 117,5 Hz
– dwa dźwięki		f_{linii} 1/57 = 274,1 Hz
Składowe sygnału modulującego	**Kanał 1**	**Kanał 2**
Transmisja monofoniczna	M	M
Transmisja stereofoniczna	$\frac{L+P}{2}$	P
Transmisja dwóch dźwięków	M1	M2

Podstawowe dane techniczne systemu są przedstawione w tablicy.

Koncepcje rozwiązania układowego części fonicznej telewizora

Parametry nowego systemu transmisji fonii towarzyszącej obrazom są tak dobrane, aby możliwe było uzyskanie sygnału akustycznego odpowiadającego wymaganiom Hi-Fi. Dla spełnienia tego warunku konieczne jest, aby układy detekcji, dekodowania sygnału oraz pozostałe układy mające wpływ na parametry sygnału fonii, a więc również głowica, tor pośr.cz. i nawet zasilacz, spełniały odpowiednie podwyższone wymagania.

W dotychczasowym rozwiązaniu głównymi czynnikami uniemożliwiającymi uzyskanie fonii o wysokiej jakości są: wpływ sygnału wizji objawiający się nadmiernymi zniekształceniami intermodulacyjnymi oraz niedostateczny stosunek sygnału przenoszącego sygnał foniczny do zakłóceń na wyjściu toru pośr.cz., to znaczy na wejściu toru różnicowej częstotliwości fonii. Dlatego, dla prawidłowego działania nowego systemu odbioru fonii niezbędne jest stosowanie w stopniach odbiornika TV układu quasi-równoległego odbioru fonii, bądź układu równoległego. Większość firm produkujących układy scalone dla potrzeb sprzętu powszechnego użytku dostarcza już na rynek układy scalone do quasi-równoległego odbioru fonii TV. Przykładem mogą być układy scalone TDA2840 firmy Siemens, TDA440T firmy Telefunken i TDA2545 firmy Philips. System quasi-równoległy wykorzystuje zalety niezależnego, tzw. równoległego toru odbioru fonii w stosunku do toru wizji, przy jednoczesnym eliminowaniu podstawowej wady systemu równoległego, jaką jest konieczność stosowania heterodyny fonii i ujemny wpływ niestabilności częstotliwości tego stopnia na parametry toru fonii.

W systemie quasi-równoległego odbioru częstotliwość różnicowa powstaje ze zmieszania pośredniej częstotliwości wizji i fonii z tym, że za pomocą specjalnego filtru, przed mieszaczem fonii separowana jest nośna wizji bez modulacji wizyjnej przez co unika się bezpośredniego intermodulującego wpływu składowych sygnału wizji na sygnały foniczne.

Drugi dźwięk, w systemie dwu niezależnych dźwięków, uzyskuje się z wyjścia dodatkowego toru II różnicowej częstotliwości fonii (5,742 MHz) przyłączonego wraz z torem I częstotliwości różnicowej do wyjścia układu „quasi-parallelton". Na końcu obu torów stosuje się standardowe przedwzmacniacze m.cz. i odpowiednie wzmacniacze mocy. Układ komplikuje się jednak znacznie w przypadku odbioru transmisji stereofonicznej, to znaczy w przypadku toru przystosowanego do odbioru dowolnego rodzaju transmisji w systemie „mono-stereo-dwa dźwięki".

Jak już wspomniano, w torze fonii odbiornika TV, przystosowanym do odbioru transmisji stereofonicznej, niezbędne jest umieszczenie matrycy służącej do deszyfracji sygnałów uzyskiwanych z toru I częstotliwości różnicowej (sygnał L+P) oraz II częstotliwości różnicowej (sygnał

P) w celu uzyskania z nich na wyjściu torów m.cz. sygnałów L – lewego i P – prawego.

Niezależnie od tego konieczne jest wzmocnienie i detekcja sygnału pilotującego modulowanego w amplitudzie sygnałami identyfikacji: stereo – 117,5 Hz, dwa dźwięki – 274,1 Hz, mono – brak modulacji. Te sygnały identyfikacji, po wydzieleniu ich za pomocą specjalnych wąskopasmowych filtrów m.cz., wykorzystywane są do wskaźników sygnalizujących rodzaj pracy, a jednocześnie, po przejściu przez specjalne układy logiczne, wykorzystywane są do przełączania kluczy elektronicznych, przystosowujących automatycznie człon odbioru fonii do określonego rodzaju transmisji.

Wyżej wymienione układy macierzowania (matryca), identyfikacji, sygnalizacji, logiki i kluczowania wprowadzają określoną komplikację torów fonii odbiorników telewizyjnych przystosowanych do nowego systemu odbioru. Szereg firm opracowuje specjalizowane układy scalone pozwalające na proste i ekonomiczne rozwiązanie związanych z tym trudności.

Koncepcje układowe i nowe układy scalone toru fonii firmy Philips

Podstawową koncepcją toru fonii przystosowanego do odbioru w systemie „mono-stereo-dwa dźwięki", opracowaną przez firmę Philips, przedstawiono na rysunku 2.

Ogólną zasadę działania takiego toru opisano wyżej. Bliższego wyjaśnienia wymaga tylko układ V5630B. Układ ten jest specjalizowanym układem scalonym drugiej generacji realizującym funkcje układu przedstawionego na rys. 3, a skonstruowanego częściowo w oparciu o uniwersalne układy scalone oraz o specjalizowany układ pierwszej generacji układu scalonego TDA2795. W układzie tym, poza znanymi rozwiązaniami układowymi, znajduje się dekoder sygnałów identyfikacji systemu „mono-stereo-dwa dźwięki" TDA2795 opracowany przez firmę Philips, w którym zawarto:

– wzmacniacz i demodulator sygnału pilotującego,
– dwa filtry aktywne wydzielania sygnałów identyfikacji,
– procesor sygnałów logicznych sterujących funkcjami torów fonii i sygnalizacją,
– zasilacz.

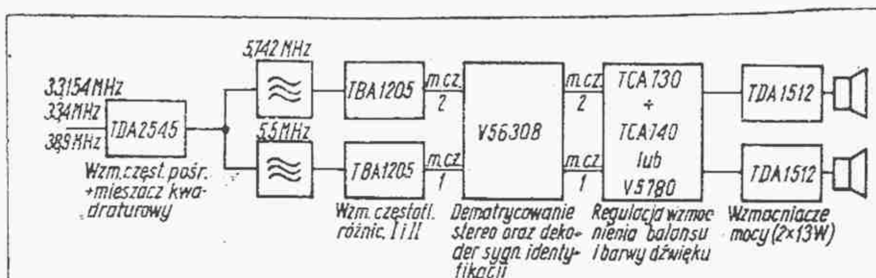
Dążenie do uproszczenia układowego i potanienia konstrukcji skłoniło firmę Philips do opracowania w krótkim okresie czasu aż trzech kolejnych generacji specjalizowanych układów scalonych przeznaczonych do zastosowania w torach fonii nowych odbiorników TV. Poczynając od omówionych: demodulatora i procesora sygnału identyfikacji (TDA2795), poprzez układ V5630B, zawierający dodatkowo układ dematrycowania sygnału stereofonicznego oraz przełączniki elektroniczne rodzaju pracy torów, aż do najnowocześniejszego układu TDA3800 zawierającego obok funkcji spełnianych przez układ V5630B również tor II częstotliwości różnicowej 5,742 MHz wraz z detektorem FM.

Ponieważ w zmodyfikowanej wersji układu scalonego TDA2545 quasi-równoległego odbioru fonii o nowym symbolu TDA2546 zawarty jest tor I częstotliwości różnicowej 5,5 MHz wraz z detektorem FM, cały tor fonii „mono-stereo-dwa dźwięki" skonstruowany w oparciu o specjalizowane układy scalone trzeciej generacji firmy Philips upraszcza się do układu przedstawionego na rys. 4. Dla wyjaśnienia należy podać, że układ V5780 spełnia funkcje regulacji wzmocnienia, balansu i barwy dźwięku spełniane przez znane układy TCA730A, TCA740A.

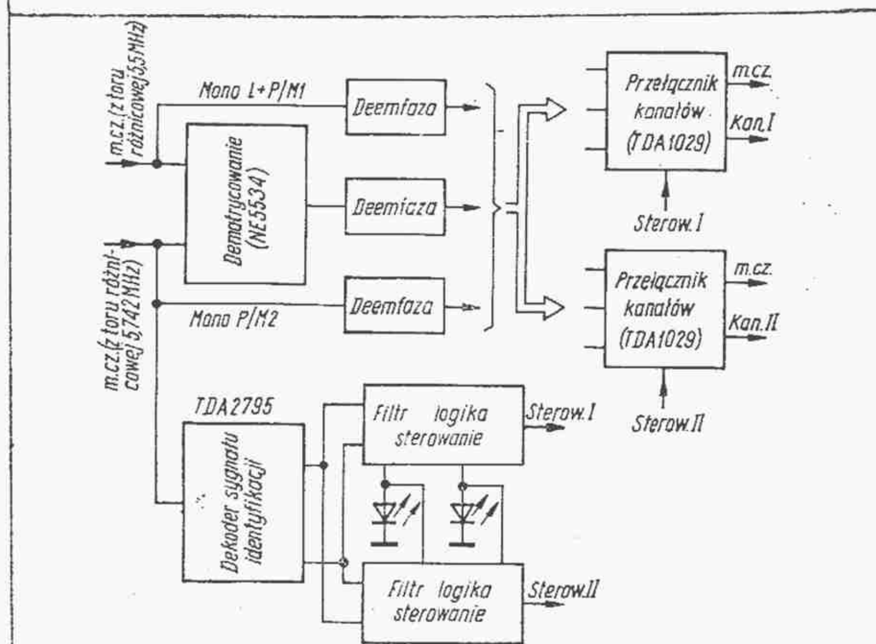
Parametry torów fonii systemu „mono-stereo-dwa dźwięki" oraz prezentowane w 1981 r. rozwiązania

Brak doświadczeń eksploatacyjnych oraz brak danych co do zapotrzebowania rynku spowodowały, że firmy opracowujące konstrukcję nowych telewizorów nie wypracowały jeszcze rozwiązań optymalnych. Stąd na wystawie „Funkausstellung 81" prezentowane były bardzo różnorodne rozwiązania, a wśród nich następujące:

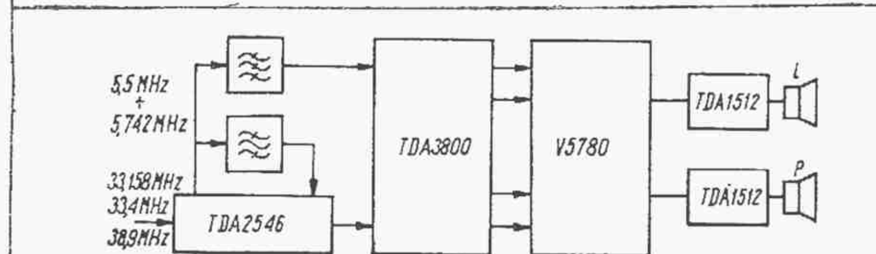
– odbiornik konwencjonalny wyposażony w gniazdo do przyłączenia przystawki umożliwiającej odbiór w nowym systemie;



Rys. 2. Koncepcja układu odbiorczego stereofonicznego toru fonii



Rys. 3. Schemat blokowy układów zawartych w układzie scalonym V5630B



Rys. 4. Układ blokowy toru fonii systemu „mono-stereo-dwa dźwięki" skonstruowany przy użyciu specjalistycznych układów scalonych firmy Philips

- telewizor z jednym wbudowanym zespołem głośnikowym, przeznaczony do uzupełnienia go pasywnym lub aktywnym zespołem głośnikowym do odtwarzania dźwięku stereofonicznego;
- telewizor z dwoma głośnikami lub zespołami głośnikowymi wbudowanymi na stałe po lewej i prawej stronie ekranu telewizyjnego; w tym przypadku odbiornik wyposażono przeważnie w układ elektronicznego rozszerzania bazy stereofonicznej (włączany przez telewidza, stosownie do potrzeby);
- telewizor z dwoma oddzielnymi zespołami głośnikowymi, które mogą być ustawione bliżej lub dalej od obrazu;
- układ z trójdrożną transmisją dźwięku stereofonicznego (jeden zespół głośników niskotonowych i dwa zespoły głośników średnio-wysokotonowych);
- telewizor tuner zawierający kineskop i dwa wyjścia m.cz. przeznaczone do przyłączenia zestawu Hi-Fi.

We wszystkich rozwiązaniach stosowana jest wizualna sygnalizacja rodzaju transmisji.

Podstawowe parametry charakteryzujące tory systemu „mono-stereo-dwa dźwięki".

Tłumienie przesłuchu między kanałami przy transmisji dwóch niezależnych dźwięków:
68 dB przy f_m = 1 kHz;
57 dB przy f_m = 5 kHz;
Tłumienie przesłuchu między kanałami stereofonicznymi w paśmie częstotliwości 400 Hz do 7 kHz: – 41 dB
Zniekształcenia nieliniowe: mniejsze 0,5%;
Moc wyjściowa (elektr.): – 2×8 do 2×20 W w przypadku telewizorów, a do 2×50 W – przy zestawach radiofoniczno-telewizyjnych.

W najbliższych latach przewiduje się w Polsce rozpoczęcie próbnych transmisji w systemie dwóch niezależnych dźwięków towarzyszących obrazowi TV. W celu przeprowadzenia odpowiednich prób i zebrania doświadczeń niezbędne będzie posiadanie przez różne ośrodki telewizorów umożliwiających odbiór tych emisji. Ta przyczyna oraz konieczność opanowania przez przemysł krajowy produkcji telewizorów kolorowych przeznaczonych do nowego systemu fonii spowodowały, że od trzech lat w Centralnym Ośrodku Badawczo-Rozwojowym Elektronicznego Sprzętu Powszechnego Użytku prowadzone są prace badawczo-konstrukcyjne nad opracowaniem torów fonii do odbioru w systemie dwudźwiękowym oraz pełnym systemie „mono-stereo-dwa dźwięki". Plonem tych prac jest rozwiązanie modułowe torów do odbioru w systemie „mono-dwa dźwięki" o mocach wyjściowych 8 W i 14 W. Opracowano również przystawki umożliwiające, przy współpracy z dowolnym typem odbiornika telewizji czarno-białej lub kolorowej, odbiór przemiennie pierwszego dźwięku przez głośnik, a drugiego dźwięku za pomocą słuchawek bądź odwrotnie. Przystawki te znajdą się w produkcji, gdy tylko system transmisji dwudźwiękowej zostanie wprowadzony do eksploatacji.

Prace prowadzone w COBRESPU zmierzają do opracowania zunifikowanego toru odbiorczego, umożliwiającego produkowanie telewizorów przystosowanych zarówno do odbioru w systemie „mono-stereo-dwa dźwięki" jak i przy odpowiednio skromniejszym wyposażeniu – odbioru dźwięku w systemie dwóch niezależnych dźwięków, bądź tylko jednego dźwięku monofonicznego.

LITERATURA

1. Buhse U., Schwartz H.: „High-fidelity and stereo/dual sound for TV. Electronic Components and Applications". Vol. 3. May 1981. Philips.
2. Heine K.: Technik des Zwai-Kanal-Tons. Hi-Fi TV. April 1981.
3. Hermann A., Pohl R.: Ubertragung eines zweiten Tonkanals im Fernseherundfunk. Radio Fernsehen Elektronik. 28/1979 nr 1.
4. Materiały informacyjne „Funkausstellung 81". Berlin 1981.
5. Stereofonia w telewizji. Koncepcja rozwiązania. Założenia. Dokumentacja pracy badawczej COBRESPU 1981.
6. Nowe systemy i układy odbioru fonii TV, w tym drugiej fonii i stereofonii. Dokumentacja pracy badawczej COBRESPU 1982.

Inteligentny miernik uniwersalny

Prowadzone od kilku lat badania eksploatacyjne serwisowych bateryjnych multimetrów cyfrowych wykazały konieczność częstego przestawiania zakresu pomiarowego, co wiąże się z dużą stratą czasu przy rutynowych pomiarach. Niedogodność tę usuwa zastosowanie mikroprocesora do automatycznego przełączania zakresu w funkcji mierzonej wielkości.

Dzięki zastosowaniu mikroprocesora osiągnięto szereg dodatkowych korzyści. Oprócz stopniowego przełączania zakresów, co niestety – przy dużych wartościach pomiarowych trwa stosunkowo długo (testowanie zakresu po zakresie), mikroprocesor umożliwia również automatyczne przeskakiwanie zakresu, gdy przy pomiarze występuje od razu duża wartość, np. napięcie ponad 20 V.

Mikroprocesor umożliwia również uśrednianie wartości mierzonej. Ta ostatnia funkcja jest bardzo pożyteczna wówczas, gdy wartość mierzona zmienia się w trakcie pomiaru więcej niż o równowartość 1 bita, co prowadzi do migotania ostatniej cyfry lub cyfr, a przy końcu zakresu pomiarowego nawet do uciążliwego automatycznego przeskakiwania zakresu. Wprowadzenie mikroprocesora jest zabiegiem stosunkowo kosztownym. Prace badawczo-rozwojowe nad opracowaniem mikrokomputera wraz z jego oprogramowaniem do opisanego niżej multimetra kosztowały 70 tys. dol. Cena miernika wynosi około 300 dol.

FUNKCJONOWANIE MIERNIKA

Mierzona wartość, po rozpoczęciu pomiaru, jest zawsze zamieniana na napięcie stałe, które z kolei jest zamienione na sygnał cyfrowy za pomocą konwertera A/D (analogowo-cyfrowego) i prezentowane w postaci cyfrowej przez wskaźnik ciekłokrystaliczny. W omawianym typie przyrządu odczyt cyfrowy zawiera się w granicach od 0 do 1999, co oznacza, że niestabilność wartości pomiarowej większa od 1/2000 powoduje migotanie ostatniej cyfry.

Wbudowany mikrokomputer steruje następującymi funkcjami:
– wybór (w górę i w dół) odpowiedniego zakresu pomiarowego (Auto-Range),
– przeskakiwanie zakresu (Auto-Skip),
– utrzymanie stałego zakresu (Range-Lock),
– uśrednianie wskazań.

W multimetrze zastosowano mikroprocesor czterobitowy, 40-końcówkowy. Chip mikrokomputera zawiera: mikroprocesor, zaprogramowaną pamięć ośmiobitową ROM i pamięć dla wprowadzania danych – czterobitową pamięć RAM. Przełączanie zakresów następuje za pośrednictwem czterech specjalnych przekaźników. Sterowanie przekaźnikami, symbolami, zamiana kΩ/MΩ i przesuwanie przecinka jest dokonywane przez mikrokomputer.

Wybór programu zawartego w ROM następuje przez naciśnięcie odpowiedniego przycisku. Przy wyborze rodzaju pracy „Auto-Range", co oznacza stopniową zmianę zakresu, za każdym razem gdy konwerter A/D przekroczy zestaw cyfr 1999, w mikrokomputerze jest generowany sygnał-rozkaz: „zakres w górę". Sygnał ten włącza kolejny przekaźnik zakresu, przesuwa przecinek o jedno miejsce i proces ten powtarza się tak długo, dopóki na wyjściu konwertera A/D nie pojawi się liczba o zestawie cyfr niższym od 1999. Natomiat rozkaz „zakres w dół" pojawia się zawsze wówczas, gdy zestaw cyfr na wyjściu konwertera jest niższy od 180.

Jednym słowem, zakres zostaje wybrany tak, aby wskaźnik podawał wartość mierzoną za pomocą cyfr mieszczących się w granicach od 180 do 1999 (z wyjątkiem pierwszego zakresu, który zaczyna się od zera). Kolejne cztery zakresy obejmują więc następujące granice liczbowe: 0...1.999; 1.80...19.99; 18.0...199.9; 180...1999.

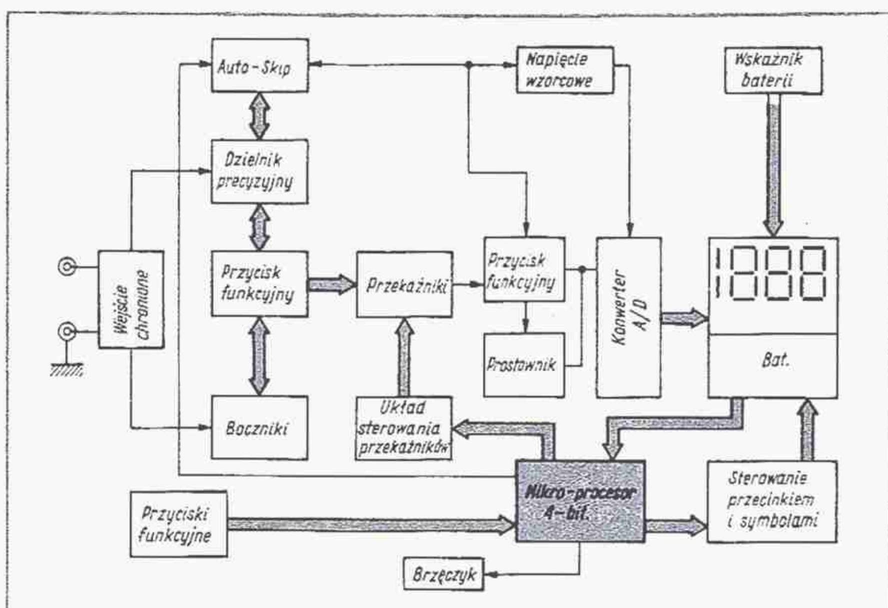
Przy wyborze przyciskiem rodzaju pracy „Auto-Skip" polegającego na jednoczesnym przeskoku pierwszego i drugiego zakresu, przez przycisk włączony jest układ bipolarnego detektora wartości progowej. Detektor ten zostaje uruchomiony wówczas, gdy napięcie wejściowe przekaże wartość bezwzględną około 25 V przekazując mikrokomputerowi sygnał „Auto-Skip'u". Rozkaz ten jest uprzywilejowany w mikrokomputerze, w związku z czym włącza się natychmiast zakres 3 (18–199,9), zanim konwerter A/D, którego spoczynkowe położenie odpowiada zakresowi 1 (0–1.999) zacznie zamieniać sygnał analogowy na cyfrowy. Jeżeli jednak napięcie wejściowe wynosiłoby np. 290 V, a więc mieściłoby się w czwartym zakresie pomiarowym, konieczny jest dodatkowy rozkaz zmiany zakresu „w górę". „Auto-Skip" może więc spowodować zmianę w sposób przyjęty dla „Auto-Range" tylko jednego zakresu.

Trzeci rodzaj pracy „Range-Lock", czyli utrzymanie stałego zakresu, polega na wyłączaniu automatyki przełączania zakresów. Został on stworzony dla przypadków, gdy użytkownik zamierza dłuższy czas mierzyć wartości mieszczące się w jednym zakresie lub też nadzorować określony przedział wartości mierzonych. W tym celu należy za pomocą odpowiedniego sygnału pomiarowego ustawić wybrany zakres i nacisnąć klawisz „Lock". W tym układzie, gdy wartość mierzona przekroczy górną granicę ustalonego zakresu pomiarowego, powstaje również sygnał-rozkaz zmiany zakresu „w górę", lecz zmiana nie wystąpi, natomiast pojawi się optyczny sygnał przesterowania. I na odwrót: jeśli wartość mierzona obniży się poniżej dolnej granicy założonego zakresu, mikrokomputer „zatroszczy" się o to, aby rozkaz zmiany zakresu „w dół" uruchomił brzęczyk alarmowy.

ZASADA DZIAŁANIA

Przeanalizujmy schemat funkcyjny przyrządu.

Multimetr z mikroprocesorem jest zasilany bateryjnie, jednakże jego wejście musi być zabezpieczone przed wysokim napięciem występującym w sprzęcie powszechnego użytku, do którego jest głównie używany. Szczególnie przyrząd jest chroniony podwójnie przed przypadkowym kontaktem z napięciem występującym



w kineskopie za pomocą warystorów germanowo-metalotlenkowych oraz za pomocą obwodu zawierającego lampy wyładowcze i precyzyjne bezpieczniki. Przy pomiarze rezystancji zabezpieczenie ochronne obejmuje zakres od +1000 V do –450 V dla prądu stałego oraz 300 V dla prądu przemiennego. Przy pomiarze prądu zabezpieczenie składa się z dwóch konwencjonalnie użytych, przeciwsobnie połączonych krzemowych diod mocy w kombinacji z bezpiecznikami topikowymi o wartości 2 A. Przyrząd spełnia również wszystkie wymogi bezpieczeństwa użytkowania. Ponadto miernik jest ekranowany zarówno w celu niewprowadzania do układu zakłóceń, jak również dla ochrony przed silnymi zewnętrznymi polami wielkiej częstotliwości.

POMIAR NAPIĘCIA

Napięcie mierzone jest przyłączane do stabilnego, „wystarzonego" dzielnika napięcia o rezystancji 10 MΩ i bardzo dużej precyzji. Wartość napięcia podzielona na dekady jest przekazana przez jeden z przekaźników do konwertera A/D. Po wyborze zakresu na wejściu konwertera mamy do czynienia zawsze z napięciem od –1.999 do +1.999 V. Przy pomiarze napięcia przemiennego konieczne jest uprzednie przyciśnięcie klawisza, który powoduje doprowadzenie napięcia mierzonego do układu prostowniczego, wykalibrowanego w wartościach skutecznych napięcia sinusoidalnego. W konwerterze A/D napięcie stałe poddane jst procesowi „cyfronizacji", a następnie zakodowaniu dla wysterowania cyfr wskaźnika ciekłokrystalicznego. Dzięki programowi zawartemu w pamięci ROM sygnały cyfrowe pochodzące z konwertera A/D są odpowiednio interpretowane przez mikrokomputer. Wyraża się to w postaci wyboru właściwego zakresu i ustawienia w odpowiednim miejscu przecinka. Kolejne sygnały cyfrowe przesyłane są do pamięci RAM bez przerwy i tu porównywane z poprzednimi. Jeśli nie różnią się one między sobą, mikrokomputer przesyła je dalej do wskaźnika. To odczytywanie i porównywanie sygnałów odbywa się nieprzerwanie, dzięki czemu otrzymuje się na wyjściu zawsze aktualny, dokładny i stabilny pomiar.

POMIAR REZYSTANCJI

Pomiar rezystancji polega na pomiarze stosunkowym. Rezystancja mierzona jest porównywana ze znaną częścią wspomnianego precyzyjnego dzielnika 10 MΩ. Napięcie wzorcowe przyłącza się do obu rezystancji: znanej i mierzonej, połączonych w szereg. Stosunek obu rezystancji odpowiada stosunkowi spadków napięć składowych na nich. Obydwa napięcia składowe są z kolei przetworzone na sygnały cyfrowe w konwerterze A/D. Otrzymane sygnały są przeliczane w mikrokomputerze, zaś wartość mierzonej rezystancji ukazuje się w postaci cyfrowej na wskaźniku.

POMIAR PRĄDU

Mierzony prąd, po wyborze odpowiedniego zakresu przez mikrokomputer, jest po zadziałaniu odpowiedniego przekaźnika przesyłany przez jeden z czterech małych rezystorów bocznikujących. Spadek napięcia na tym boczniku jest wprost proporcjonalny do prądu, który przezeń płynie. Napięcie to, w przypadku prądu stałego jest przesyłane bezpośrednio, zaś w przypadku prądu zmiennego przez omówiony wyżej prostownik do konwertera A/D. Dalsza obróbka sygnału jest taka sama jak przy pomiarze napięcia. J.A.

(Opracowano na podstawie „Funkschau" nr 25, 26/1981)

Radiomagnetofon stereofoniczny RMS-801 KLAUDIA

Radiomagnetofon stereofoniczny KLAUDIA produkowany przez Zakłady Radiowe Unitra Eltra w Bydgoszczy, charakteryzuje się bardzo dobrymi parametrami elektrycznymi, ma estetyczny wygląd zewnętrzny oraz szereg właściwości, które czynią z niego wyrób o dużych walorach eksploatacyjnych.

KLAUDIA zapewnia:
- odbiór programów radiofonicznych na falach długich, średnich, krótkich i ultrakrótkich (mono stereo),
- nagrywanie programów na wewnętrznym magnetofonie z własnych źródeł sygnału (radio, mikrofony elektretowe),
- nagrywanie programów na wewnętrznym magnetofonie z zewnętrznych źródeł sygnału (magnetofon, radio, mikrofony, gramofon z wkładką piezoelektryczną),
- sterowanie zewnętrznego magnetofonu i wzmacniacza.

Ponadto zestaw jest przystosowany do:
- przyłączenia kolumn głośnikowych o impedancji 8 Ω,
- przyłączenia słuchawek stereofonicznych,
- przyłączenia zewnętrznej anteny niesymetrycznej na zakresie krótkofalowym i UKF,

Magnetofon umożliwia korzystanie z trzech rodzajów taśmy: żelazowej, żelazowo-chromowej i chromowej.

Walory użytkowe podnosi ponadto wyposażenie zestawu w: automatyczną regulację częstotliwości heterodyny, niazależne korektory niskich i wysokich dźwięków, układ automatycznej regulacji poziomu zapisu, układ auto-stopu, układ rozszerzania bazy stereofonicznej, wskaźniki odbioru programu stereo oraz wychyłowy wskaźnik dostrojenia i kontroli stanu baterii.

Wszystkie funkcje mogą być realizowane przy zasilaniu zestawu z baterii o napięciu 12 V (8 ogniw R20), sieci 220 V lub akumulatora samochodowego o napięciu 10,8...15,6 V (dioda D701 zabezpiecza radiomagnetofon przed uszkodzeniem w razie błędnego przyłączenia biegunów zasilania z akumulatorem. KLAUDIA ma konstrukcję blokową. Poszczególne bloki (tuner AM/FM, wzmacniacz m.cz. i magnetofon) są montowane w ramie nośnej oraz łączone ze sobą za pomocą połączeń nielutowanych (złączy).



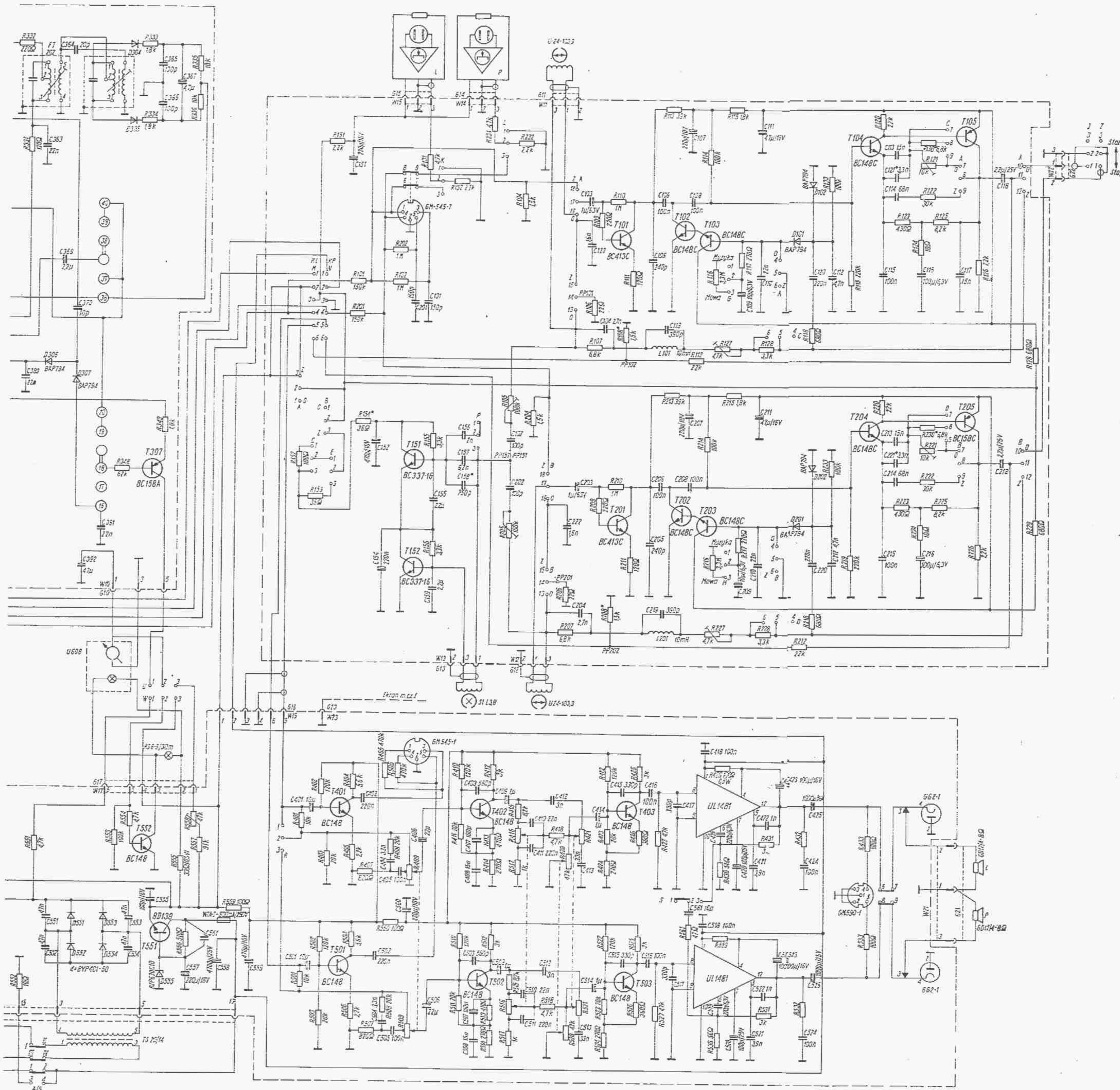
DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:		
– długie		150...285 kHz
– średnie		525...1605 kHz
– krótkie		5,8...10,5 MHz
– ultrakrótkie		65,5...73 MHz
Czułość użytkowa:		
– z anteny ferrytowej		
fale długie	≤2,0 mV/m	przy stosunku
fale średnie	≤1,5 mV/m	sygnał/szum = 20 dB
– z anteny zewnętrznej		
fale krótkie		≤80 µV
fale ultrakrótkie		
– mono	2 µV (SEM)	przy stosunku sygnał/szum = 26 dB
– stereo	30 µV (SEM)	przy stosunku sygnał/szum = 40 dB
Selektywność:		
– AM		≥25 dB
– FM		≥26 dB (metoda jednosygnałowa)
Moc wyjściowa ciągła (sinusoidalna):		
– zasilanie z sieci 220 V		2 × 2 W przy h ≤ 1% i R = 8 Ω
– zasilanie z baterii		2 × 1 W
Tłumienie przesłuchu między kanałami:		≥ 40 dB przy f_m = 1 kHz
Prędkość przesuwu taśmy:		4,76 cm/s
Nierównomierność prędkości przesuwu taśmy:		± 0,35%
Charakterystyka zapis-odczyt:		63...12 500 Hz
Ważony odstęp od zakłóceń (dynamika):		≥ 51 dB
Skuteczność kasowania:		≥ 60 dB
Wymiary:		410×250×110 mm
Ciężar:		5,7 kg (bez baterii)

OPIS UKŁADU

Stopnie wejściowe każdego z zakresów fal w torze AM są zrealizowane z oddzielnymi tranzystorami. Tranzystory T303, T304, T305 pracują w stopniach przemiany w układzie samodrgającym. Do zalet takiego rozwiązania można zaliczyć:
- wyeliminowanie przełączania obwodów antenowych i heterodyn,
- możliwość optymalnego doboru amplitudy heterodyny i punktu pracy mieszacza dla każdego zakresu,
- znaczna poprawa „serwisowości" (np. uszkodzenie jednego z elementów powoduje przerwę w pracy tylko na jednym zakresie częstotliwości),
- możliwość optymalnego zaprojektowania schematu drukowanego, co w znacznym stopniu eliminuje wpływ pasożytniczych sprzężeń zwrotnych.

Stałość parametrów tych stopni uzyskano dzięki zastosowaniu:
- zasilania kolektorów tranzystorów T303, T304, T305 napięciem stabilizowanym ze stabilizatora pracującego z tranzystorem T551,
- zasilania baz tranzystorów napięciem stabilizowanym uzyskanym ze stabilizatora z układu scalonego UL1211N (wzmacniacz pośr.cz.),
- dużych wartości rezystancji w obwodzie emiterowym tranzystorów, co redukuje do minimum wpływ rozrzutu ich współczynnika wzmocnienia prądowego,
- kondensatorów w obwodach drgających o starannie dobranych współczynnikach temperaturowych.



Uzyskany w wyniku przemiany sygnał pośr. cz. AM = 465 kHz jest wzmacniany przez wzmacniacz zrealizowany z układem scalonym UL1211N. Układ ten zawiera ponadto tranzystorowy detektor AM. Dla zmniejszenia wpływu heterodyny i szkodliwych produktów przemiany na pracę wzmacniacza pośr. cz. decydujący o wymaganej selektancji (30 dB) filtr ceramiczny pośr. cz. umieszczono między wyjściem mieszacza a pierwszym stopniem wzmocnienia pośr. cz.

Sygnał m.cz. uzyskuje się po filtracji uzyskiwanego sygnału na wyjściu detektora tranzystorowego (końcówka 1 układu UL1211N) przez mostek detekcyjny składający się z elementów C359, R323, C360. Dla uproszczenia komutacji odbiornika sygnał m.cz. z toru AM skierowano przez dekoder stereofoniczny.

Przy pracy na zakresach AM przełącznik zakresów zawiera obwód wewnętrznego generatora przestrajanego prądowo w dekoderze (końcówka 9 układu UL1621N). Częstotliwość tego generatora 228 kHz może zakłócać (powodując gwizd) pracę radiostacji Warszawa I, pracującej na częstotliwości 227 kHz.

W torze FM zastosowano prostą dwutranzystorową głowicę.

Tranzystor T301 pracuje w układzie wzmacniacza w.cz., a z tranzystorem T302 jest zrealizowany mieszacz w układzie samodrgającym.

Heterodyna jest objęta działaniem układu automatycznej regulacji częstotliwości ARCz.

Dioda pojemnościowa D303 jest sprzężona z obwodem drgającym przez kondensator C318. Zmiany napięcia na wyjściu detektora FM są doprowadzane do diody D303 przez ogniwo RC (R307, C373, R346), powodując zmianę jej pojemności, a w efekcie zmianę częstotliwości drgań obwodu heterodyny (L305, C317, C316, C320). Sygnał o pośr. cz. 10,7 MHz jest wydzielany przez filtr łańcuchowy, który tworzą trzy równoległe obwody LC (F1, F2, F3).

Wzmacniacz pośr.cz. FM zrealizowano z układem scalonym UL1211N. Selektancję toru poprawia filtr pasmowy LC (obwody F4 i F5). Sygnał z wyjścia układu scalonego (końcówka 13) jest wzmacniany przez dodatkowy stopień pośr.cz. pracujący z tranzystorem T306. Umożliwia to uzyskanie na wyjściu detektora stosunkowego FM złożonego sygnału stereofonicznego o wartości ≥500 mV (napięcie pilota ≥50 mV). Taka wartość napięcia gwarantuje pracę dekodera stereofonicznego w wymaganym zakresie zmian napięcia zasilania 8...16 V i temperatury −10°...+55°C.

Do detekcji złożonego sygnału stereofonicznego zastosowano dekoder z pętlą synchronizacji fazowej (PLL) typu UL1621N. W odróżnieniu od klasycznych układów dekoderów (UL1601, UL1611) wyeliminowano tu strojone obwody LC, służące do odtworzenia częstotliwości podnośnej 38 kHz. Układy LC w tego typu zastosowaniu wprowadzają przesunięcie fazowe odtworzonej podnośnej względem sygnału pilota synfazowego z pierwotną podnośną w nadajniku, są wrażliwe na zakłócenia i szumy, a ponadto praktycznie niemożliwe jest ich dokładne i trwałe zestrojenie. W efekcie układy te nie zapewniają dużej wartości tłumienia przesłuchu między kanałami. Wyeliminowanie tych wad zapewnia w znacznej mierze układ UL1621N, w którym do odtworzenia częstotliwości podnośnej zastosowano pętlę synchronizacji fazowej. Częstotliwość oscylatora pętli 19 kHz uzyskuje się z generatora przestrajanego prądowo, o częstotliwości 228 kHz, po podzieleniu tej częstotliwości przez 12.

Pętla synchronizacji fazowej ma własności selektywne wokół częstotliwości drgań własnych oscylatora. Częstotliwość oscylatora ustawia się przy braku sygnału pilota na wejściu dekodera dokładnie na wartość 19 kHz. Jeżeli zmiany tej częstotliwości spowodowane różnymi czynnikami mieszczą się w dopuszczalnych granicach, określonych tzw. zakresem chwytania (±500 Hz), to nie następuje zanik lub wyraźne pogorszenie odbioru stereo.

Regulacja częstotliwości dokonuje się rezystorem nastawnym R338, a optymalizację przesłuchu uzyskuje się za pomocą rezystorów R342, R343, R352.

Uzyskiwane wartości separacji kanałów przekraczają 40 dB dla f_m = 1 kHz i 25 dB dla f_m = 12,5 kHz. Charakterystykę przenoszonych częstotliwości akustycznych ustala filtr szeregowo-pochodny typu „m" na wyjściu każdego z kanałów.

Wzmacniacz m.cz. składa się z dwóch identycznych wzmacniaczy: lewego (elementy oznaczone jako „400") i prawego (elementy oznaczone jako „500"). Sygnał m.cz. z wtyku W16 jest doprowadzany do potencjometrów regulacji siły dźwięku (R409, R509). Stopnie wzmacniające są zrealizowane z tranzystorami T402, T403 i T502, T503 i mają za zadanie wyrównanie spadku wzmocnienia spowodowanego przez układ korekcji charakterystyki częstotliwościowej. Korektory są zrealizowane w oparciu o mostek typu RC umożliwiający niazależne regulacje dźwięków wysokich (potencjometry R421, R521) oraz dźwięków niskich (potencjometry R416, R516). Wzmacniacze mocy są zrealizowane z układami scalonymi UL1481P.

Układ rozszerzania bazy stereofonicznej tworzą rezystor R561, kondensator C561 i przełącznik. Jest to układ sprzężenia zwrotnego między kanałem lewym i prawym, reagujący na różnice między tymi kanałami. Układ nie wpływa na jakość dźwięku przy pracy monofonicznej.

Magnetofon stereo wchodzący w skład odbiornika KLAUDIA składa się z:

– wzmacniaczy uniwersalnych ZAPIS-ODCZYT pracujących z tranzystorami T101, T104, T105 oraz T201, T204 i T205,
– układów automatyki zapisu – zrealizowanych z tranzystorami T102, T103 oraz T202, T203,
– generatora prądu podkładu i kasowania pracującego z tranzystorami T151, T152,
– stabilizatora obrotów zrealizowanego z tranzystorami T1, T2
– układu AUTO-STOP, w którym pracują tranzystory T601, T602, T603.

W pozycji „ODCZYT", sygnały z głowicy uniwersalnej są doprowadzane do pierwszych stopni wzmacniaczy pracujących z tranzystorami T101 i T201, a następnie do stopni korekcyjnych, pracujących z tranzystorami T104, T105 oraz T204, T205. W pętlach sprzężenia zwrotnego tych wzmacniaczy znajdują się elementy RC zapewniające wymaganą korekcję charakterystyki odczytu.

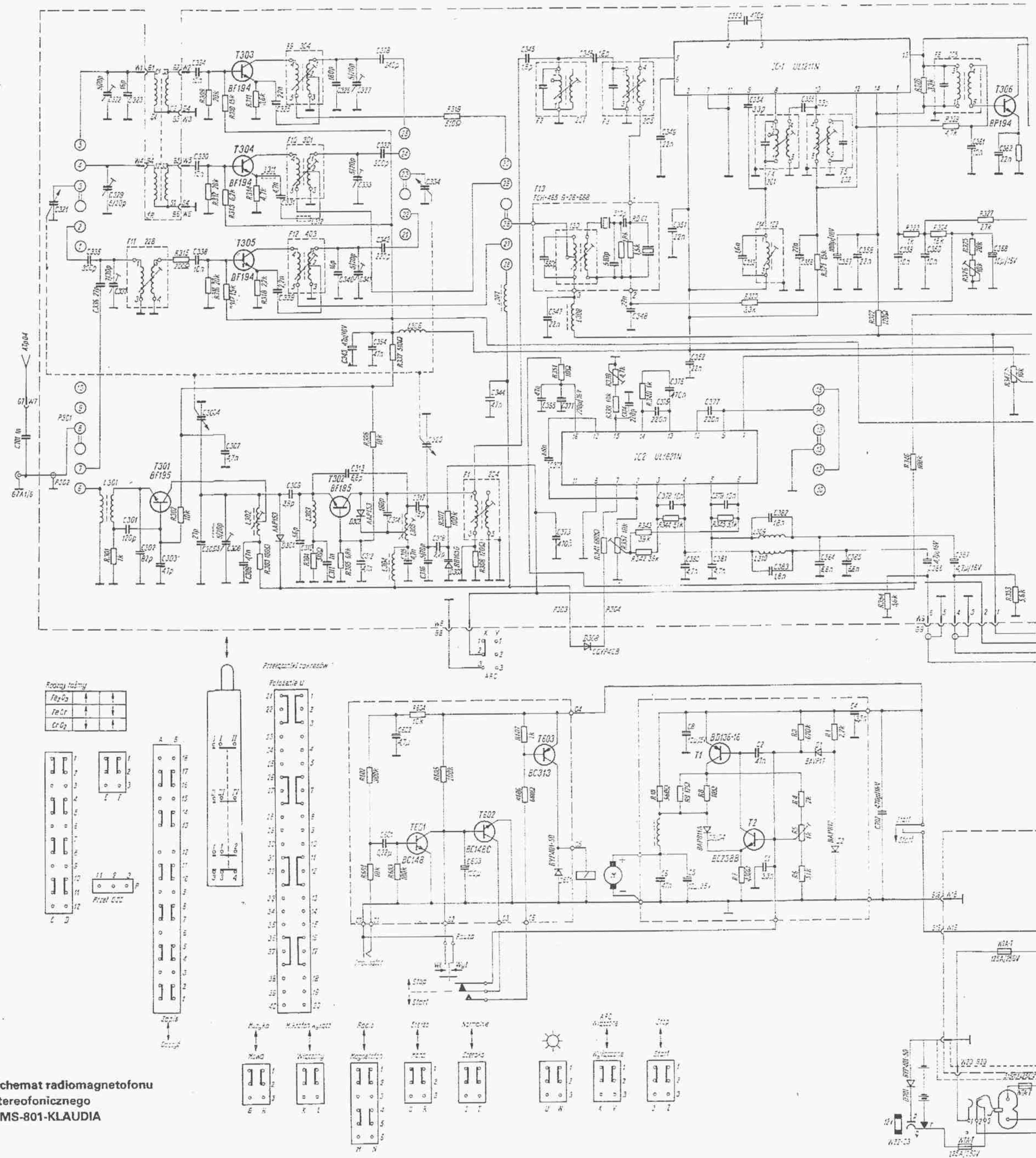
W celu uzyskania odpowiedniej korekcji charakterystyki dla różnych rodzajów taśm, stosuje się przełączanie elementów korektorów (zestyki 7–8–9 przełącznika C-D). W pozycji „ZAPIS" sygnały wejściowe po wzmocnieniu w pierwszych stopniach są doprowadzane do członów korekcyjnych wzmacniaczy zapisu. Z wyjść wzmacniaczy zapisu sygnały m.cz. zsumowane z sygnałem podkładu są doprowadzane do głowicy uniwersalnej. Dla taśmy chromowej wzrost prądu zapisu o 3 dB w stosunku do taśmy żelazowej, uzyskuje się przez zwarcie rezystorów R128 i R228. Wielkość prądu zapisu można regulować rezystorami nastawnymi R127 i R227

W torze wzmacniacza zapisu znajdują się układy automatycznej regulacji poziomu zapisu pracujące z tranzystorami T102, T103 oraz T202, T203. Jeżeli sygnały wyjściowe wzmacniaczy zapisu przekraczają próg zadziałania automatyki, to dodatnie połówki tych sygnałów ładują kondensatory elektrolityczne C109 i C209. Napięcia na tych kondensatorach polaryzują bazy tranzystorów T103 i T203. W zależności od wielkości tych napięć przez tranzystory T103 i T203 płyną prądy ustalające rezystancję obszaru kolektor-emiter tranzystorów T102 i T202. Między stopniami wstępnymi a kolejnymi stopniami wzmacniaczy zapisu są zatem włączone rezystancje dynamiczne, zmieniające się odwrotnie proporcjonalnie do zmian sygnałów wyjściowych wzmacniaczy zapisu. W ten sposób uzyskano automatyczną regulację poziomu sygnałów wyjściowych wzmacniaczy zapisu, a tym samym automatyczną regulację poziomu wysterowania taśmy. Jeżeli napięcia wyjściowe wzmacniaczy zapisu są mniejsze od napięć progowych automatyki, następuje rozładowanie kondensatorów C109 i C209. Wielkość stałej czasowej rozładowania wyznacza czas powrotu automatyki. Przełącznik MUZYKA-MOWA umożliwia optymalne dobranie czasu powrotu automatyki przy nagraniach muzyki i mowy.

Generator prądu podkładu i kasowania zrealizowano w układzie symetrycznym z tranzystorami T151 i T152. Jako indukcyjność obwodu rezonansowego wykorzystano indukcyjność głowicy kasującej. Częstotliwość drgań generatora ustala dobierany kondensator C158. Przełącznik zmiany częstotliwości generatora umożliwia wyeliminowanie sprzężenia z heterodyną przy nagrywaniu audycji na falach długich i średnich. Napięcie podkładu ustawia się za pomocą rezystorów nastawnych R105 i R205. Zmianę wielkości napięcia podkładu i kasowania w zależności od rodzaju taśmy uzyskuje się przez przełączanie rezystorów w obwodzie zasilania generatora. W celu odciążenia generatora zastosowano eliminatory napięcia pod kładu w gałęzi m.cz. składające się z elementów L101, C119, L201, C219.

Układ AUTO-STOP zrealizowano jako układ elektroniczny ze wspomaganiem mechanicznym. Komutator umieszczony w mechaniźmie wytwarza impulsy napięcia, które po wyprostowaniu blokują tranzystor wykonawczy T603. Zanik impulsów (koniec taśmy, zacięcie w kasecie) powoduje w efekcie zadziałanie elektromagnesu, który zwalnia klawisz START. Zanik impulsów w pozycji PRZEWIJANIE sprawia, że przewodzący tranzystor T602 zwiera bazę tranzystora T2 w stabilizatorze obrotów. Powoduje to zatrzymanie silnika. Włączenie funkcji PAUZA lub STOP blokuje układ auto-stopu.

mgr inż. Eugeniusz Korzeniewski
inż. Włodzimierz Krynicki



Schemat radiomagnetofonu stereofonicznego RMS-801-KLAUDIA

Syntezer częstotliwości z fazową pętlą synchronizacji (PLL) – Część I

EUGENIUSZ ADAM WOŁOSZCZUK – SP7BJI

Stabilność częstotliwości jest od dawna stałym, lecz coraz lepiej rozwiązywanym problemem elektroniki. Osiągane to jest w znacznej mierze przez uniezależnienie obwodu drgającego od wszelkich czynników zewnętrznych.

Oscylatory LC, jako jedyne źródło drgań w.cz. o płynnym zakresie przestrajania, są wrażliwe na wiele czynników, które potęgują się ze wzrostem częstotliwości pracy. Obserwuje się od szeregu lat różne sposoby zmniejszania tej wrażliwości.

Optymalizacja układów oscylatora LC, dobór wysokiej jakości materiałów tworzących elementy obwodu rezonansowego, stabilizacja napięć zasilających, kompensacja wpływów termicznych, to znane środki, które doprowadziły do uzyskania względnie dobrych, stabilnych oscylatorów strojonych płynnie w zakresie fal krótkich.

Uzyskane parametry pogarszają się jednak nadal ze wzrostem częstotliwości, dlatego rozwinięto metodę powielania częstotliwości, później zaś sięgnięto do rozwiązań polegających na mieszaniu częstotliwości oscylatora LC pracującego na małych częstotliwościach – z częstotliwością oscylatora kwarcowego, pracującego na wielkich częstotliwościach. Obie te metody obarczyły jednak konstruktorów dużymi trudnościami w odfiltrowaniu częstotliwości niepożądanych.

Pojawienie się układów z pętlą synchronizacji fazowej (PLL – z ang. Phase Locked Loop) ułatwiło usunięcie tego niedostatku. Sukces opłacony był znaczną rozbudową układu, co w przypadku urządzeń budowanych z lampami elektrodowymi stworzyło problemy dużych wymiarów, masy, poboru mocy i ceny urządzenia. Praktyka krótkofalarska mogła podjąć ten temat po przejściu elektroniki na etap półprzewodników i związanej z tym miniaturyzacji.

Opisy układów PLL były wcześniej publikowane na łamach „Radioamatora i Krótkofalowca" wraz z podbudową teoretyczną, nie dotyczyły jednak układu na wszystkie pasma krótkofalowe, w zastosowaniu do transceivera.

Opis dotyczy syntezera PLL wypróbowanego w czterech wersjach. Wersja czwarta została „powtórzona" przez SP5AQT w oparciu o schemat i wygląd ogólny – bez dodatkowych szczegółów. Brak problemów z uruchomieniem tego egzemplarza, identyczne, poprawne wyniki zachęciły autora do niniejszej publikacji. W czasie prac nad opracowaniem opisu okazało się celowe podać Czytelnikom cyfrową wersję generatora stałych częstotliwości opracowaną przez SP4INV, który bardzo dobrze rozwiązał sprawę jednoznaczności zaskoku synchronizacji i udzielił zgody na umieszczenia swej wersji w niniejszym opisie.

A oto podstawowe dane techniczne urządzenia.

- Zakresy częstotliwości: wg tablic 1 i 2. Zastosowanie LMO z programatorem umożliwia uzyskanie różnicy do 500 kHz między częstotliwością nadawania i odbioru na przemian (odpowiednik dwu niezależnych VFO).
- Stabilność na wszystkich zakresach:
  - przy temperaturze +20°C maksymalny „poślizg" częstotliwości wynosi 30 Hz po 30 min od włączenia
  - przy zmianie temperatury urządzenia od −5°C do +40°C w czasie 10 min „poślizg" wynosi maks. 80 Hz
- Szybkość zaskoku synchronizacji przy włączeniu lub przełączaniu zakresów: maks. 0,1 s
- Zawartość sygnałów niepożądanych w sygnale określona metodą praktyczną z uwagi na brak dostępu do analizatora widma:
  - przy maksymalnym wzmocnieniu Rx – ponad 120 dB, licząc od mieszacza, w którym syntezer pełnił funkcję oscylatora-heterodyny
  - przy próbie sterowania Rx silnym sygnałem w.cz. przestrajanym w całym zakresie KF (próby robiono oddzielnie dla każdego pasma). W obu przypadkach nie stwierdzono jakiejkolwiek interferencji. Przeprowadzono też próby nasłuchów DX, podstawiając na przemian zamiast syntezera – typowy układ oscylatora LC po to, aby stwierdzić, że nie ma wzrostu szumów przy pracy z syntezerem.
- Napięcie wyjściowe syntezera: 3 V_{pp}/100 Ω
- Zasilanie: +24 V stabilizowane precyzyjnie, pobór prądu 0,3 A.

Widok zewnętrzny syntezera przedstawiono na rys. 1, zaś układ blokowy wyjaśniający działanie urządzenia z zaznaczeniem powiązania jego członów, na rysunku 2.

Syntezer zawiera dwie pętle PLL. Posiadacze rezonatorów kwarcowych o częstotliwościach podanych w tablicy 1 mogą zrezygnować z budowy układu generatora częstotliwości stałych, zwanego dalej „małe PLL". Posiadacze kompletu układów scalonych zrealizują wersję SP4INV.

Oscylator LMO można zastosować z jednym układem strojenia + RIT. Autor ostrzega przed upraszczaniem układu izolującego LMO, ponieważ dokładne pomiary wykazały, że przy mniej skutecznym układzie izolującym występuje niekorzystny

Plan częstotliwości syntezera PLL dla transceivera z filtrem pośr. cz. 9 MHz
Zakres strojenia LMO = 2,000...2,500 MHz

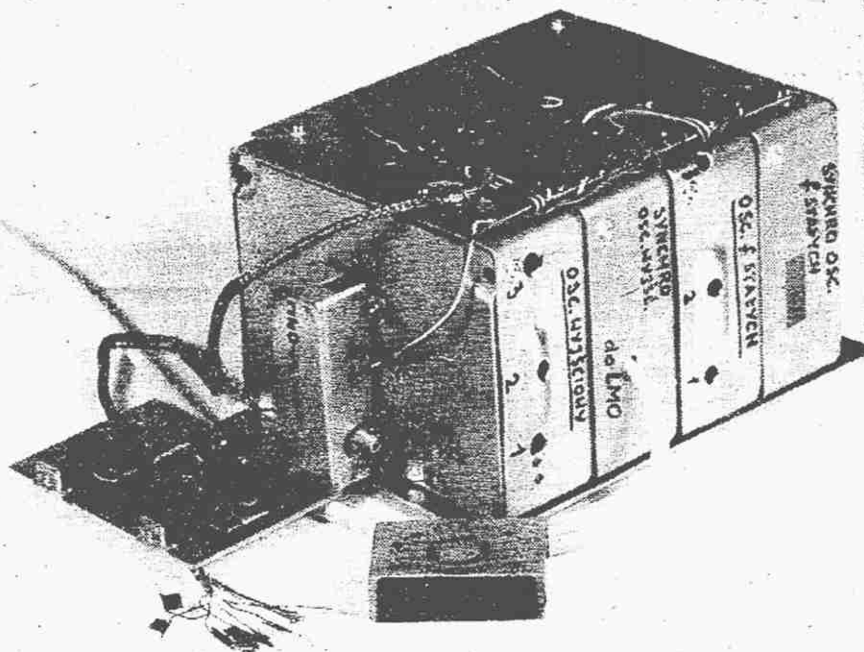
Tablica 1

Pasmo (m)	Zakres częstotliwości transceivera (MHz)	„f" wyjściowa syntezera (MHz)	f „stała" „małego PLL" (MHz)
80	3,500...4,000	12,500...13,000	10,500
40	7,000...7,500	16,000...16,500	14,000
20	14,000...14,500	23,000...23,500	21,000
15	21,000...21,500	30,000...30,500	28,000
10a	28,000...28,500	37,000...37,500	35,000
10b	28,500...29,000	37,500...38,000	35,500
10c	29,000...29,500	38,000...38,500	36,000

Plan częstotliwości syntezera PLL dla transceivera z filtrem pośr. cz. 5,120 MHz
Zakres strojenia LMO = 2,120...2,620 MHz

Tablica 2

Pasmo (m)	Zakres częstotliwości transceivera (MHz)	„f" wyjściowa syntezera (MHz)	„f" stała „małego PLL" (MHz)
80	3,500...4,000	8,620...9,120	6,500
40	7,000...7,500	12,120...12,620	10,000
20	14,000...14,500	19,120...19,620	17,000
15	21,000...21,500	26,120...26,620	24,000
10a	28,000...28,500	33,120...33,620	31,000
10b	28,500...29,000	33,620...34,120	31,500
10c	29,000...29,500	34,120...34,620	32,000



Rys. 1. Widok zewnętrzny syntezera (obok stabilizator 12 V)

wpływ detektora fazowego na LMO. Pamiętajmy, że oscylator LMO jest w syntezerze wzorcowym generatorem płynnego strojenia, rzutującym w zasadniczy sposób na jakość podstawowych parametrów syntezera.

wartość wyższych harmonicznych po układach separujących.

W detektorze fazy częstotliwości sygnału z separatora I są porównywane z częstotliwością wybranej harmonicznej 500 kHz. Przy wartościach odbiegających od stałego przesunięcia fazowego powstaje sygnał błędu fazy. Sygnał ten doprowadzony do diod pojemnościowych oscylatora LC dostraja obwód rezonansowy oscylatora do wybranej harmonicznej 500 kHz, ktora jest najbliższą częstotliwości własnej obwodu rezonansowego. Zamknięta pętla fazowa powoduje oscylację oscylatora LC na częstotliwości określonej dokładnie przez n-tą harmoniczną 500 kHz, której stabilność dyktuje rezonator kwarcowy. Stąd pochodzi wysoka stabilność generatora częstotliwości stałych. Konieczną stabilizację napięcia zasilania bramek układu scalonego UCY7400 (5 V) zapewnia układ złożony z diody Zenera 4V7 i diod germanowych małej mocy.

Oscylator LC generatora częstotliwości stałych (rys. 4) synchronizowany układem uprzednio omówionym, wytwarza na obwodzie rezonansowym napięcie w.cz. o wartości około 1 V. Wielkość tego napięcia zmienia się nieznacznie na poszczególnych zakresach, mimo dużych różnic w stosunku L do C obwodów rezonansowych. Zapewnia to zastosowany układ oscylatora ze stabilizacją amplitudy drgań, dając zawsze większą wartość napięcia przestrajającego diody pojemnościowe, a w konsekwencji niską zawartość harmonicznych i większy zakres przestrajania za pomocą diod.

OPIS UKŁADU

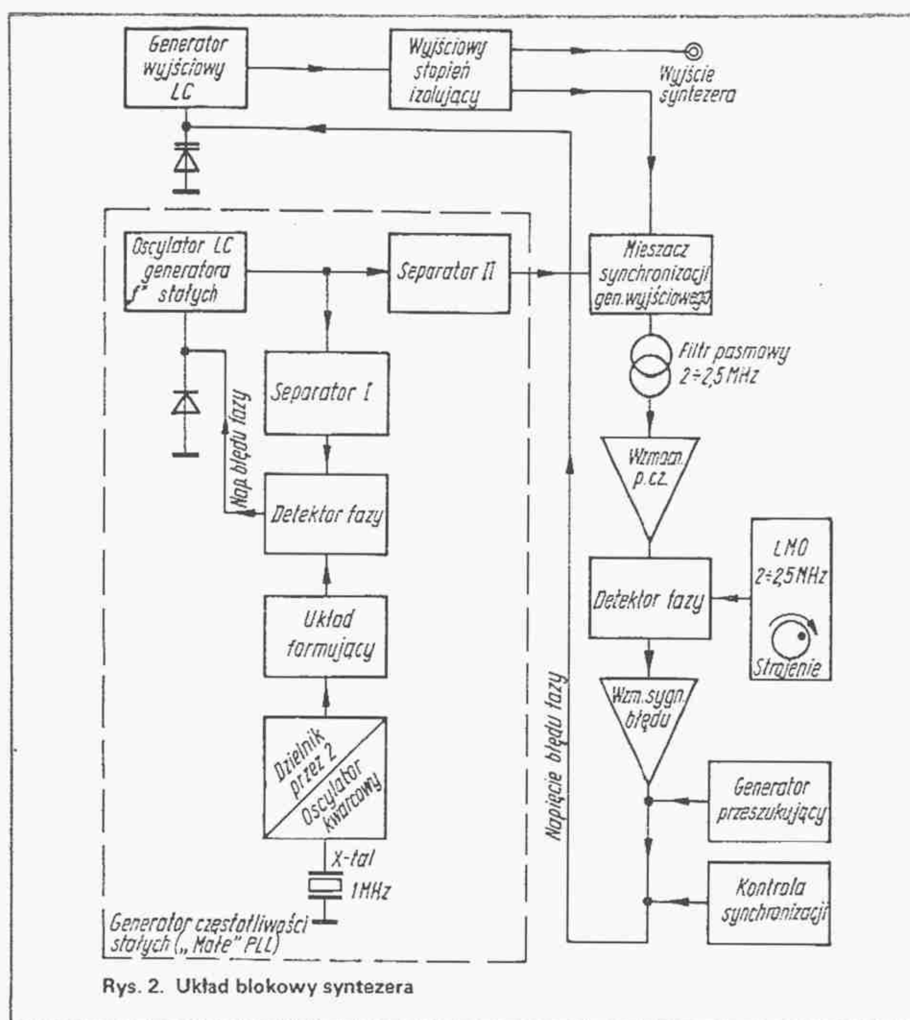
Na rysunku 3 przedstawiono schemat generatora „f" stałych z separatorem i układem synchronizacji, tzw. „małe PLL".

Pierwszy na drodze sygnału jest tu oscylator kwarcowy 1 MHz oraz dzielnik 2, zrealizowane za pomocą bramek układu scalonego US1 – UCY7400. Posiadacze rezonatora 500 kHz ominą dzielnik, natomiast zastosowanie rezonatorów 5 lub 10 MHz zmusi do wkomponowania dodatkowego dzielnika z układem scalonym UCY7490.

Rola układu formującego z tranzystorami T1 i T2 polega na maksymalnym wzmocnieniu wyższych harmonicznych i doprowadzeniu ich przez transformator LGFS do detektora fazy, wyposażonego w szybko przełączające diody krzemowe (D2...D5). Detektor fazy jest zasilany również przez separator I – sygnałem z oscylatora LC, którego schemat przedstawiono na rysunku 4.

Zadaniem separatora I jest: minimalizacja obciążenia oscylatora LC małą opornością detektora fazy oraz odcięcie możliwości „przecieku" szerokiego widma harmonicznych 500 kHz do oscylatora LC.

Należy zwrócić uwagę na prawidłowy dobór punktu pracy tranzystorów w obu separatorach oraz nieprzypadkowe zastosowanie tranzystora BFY90 o dużej liniowości w klasie A, co zapewnia małą za-



Rys. 2. Układ blokowy syntezera

Rys. 3. Schemat generatora „f" stałych z separatorem I i układem synchronizacji

Rys. 4. Schemat oscylatora LC generatora „f" stałych z separatorem II

Wyrównana na poszczególnych zakresach amplituda napięcia wyjściowego, doprowadzona przez separator II do mieszacza układu synchronizacji generatora wyjściowego (bramka 2 – T10 na rys. 5), zapewnia dość równe poziomy napięciowe sygnału błędu po detektorze fazy (diody D1, D2). Bardzo istotny jest sposób sprzężenia oscylatora LC z separatorami (rys. 4) i stopniem izolującym (rys. 6).

Sprzęgaczami są tu rezystory 10 kΩ będące jednocześnie składnikami dzielników ustalających punkt pracy wtórników w separatorach.

Na rysunku 5 przedstawiono tę część układu syntezera, w której następuje porównanie faz sygnałów:

a – częstotliwości pośredniej, którą produkuje mieszacz – tranzystor T10 z sygnału generatora częstotliwości stałych, doprowadzonego do bramki 2 i sygnału generatora wyjściowego doprowadzonego do bramki 1 przez sprzęgacz 3 pF/10 kΩ (rys. 6). Częstotliwość pośrednia w zakresie 2,0...2,5 MHz jest wydzielana filtrem pasmowym LFP i wzmocniona we wzmacniaczu pośr.cz. z tranzystorami T11 i T12, skąd przez transformator symetryzujący LDF doprowadzana do detektora fazy.

b – częstotliwości oscylatora liniowego LMO, przestrajanego płynnie od 2,0... do 2,5 MHz (strojenie pokrętłem skali).

Efektem porównania fazy powyższych częstotliwości, w razie różnicy faz, jest pojawienie się napięcia błędu, które po filtracji i wzmocnieniu (T13) steruje pojemnością zespołu diod BB105A, z dążeniem do takiego przestrojenia oscylatora LC generatora wyjściowego, aby po przemianie częstotliwość pośrednia miała taką samą wartość, jak nastawiona pokrętłem skali częstotliwość oscylatora LMO. Oznacza to, że strojenie oscylatora LMO wywołuje współbieżne co do wartości przestrojenie oscylatora LC w generatorze wyjściowym, który pracuje na częstotliwości o wiele większej (częstotliwość LMO + częstotliwość stała „małego PLL"). Ta reguła dotyczy wszystkich zakresów pracy syntezera. Stąd jednoznaczność skali LMO dla wszystkich zakresów, stąd wreszcie przeniesienie stabilności LMO na oscylator wyjściowy, który wg danych z tablicy 1 pracuje w zakresie od 12,5 do 38,5 MHz.

Bezpośrednie pobieranie sygnału z generatora wyjściowego LC do mieszacza transceivera zapewnia czystość widma sygnału i związane z tym zalety urządzenia.

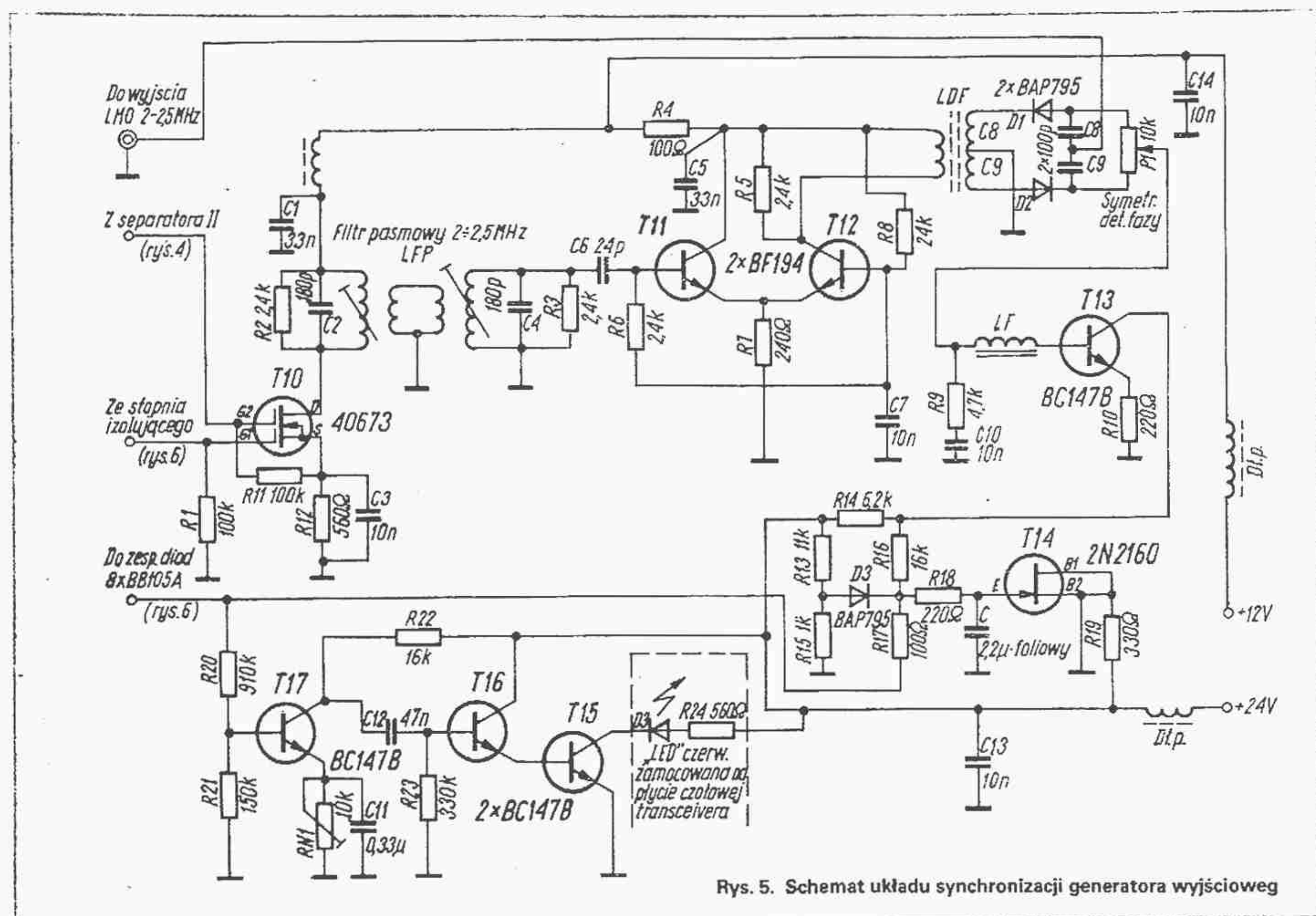
Ponieważ zakres „zaskoku" synchronizacji w tym układzie jest węższy od zakresu jej „trzymania", należało zastosować układ „przeszukujący" z tranzystorem jednozłączowym T14 (rys. 5), włączony w tor napięcia błędu.

Układ „przeszukujący" generuje impuls piłozębny w momencie włączenia zasilania syntezera. Impuls ten w czasie narastania od minimum do maksimum przestraja diodami D1...D8 (rys. 6) częstotliwość oscylatora wyjściowego do takiej wartości, przy której nastąpi zaskok synchronizacji. Jeżeli mimo przestrajania w całym zakresie, nie dojdzie do zaskoku (np. z powodu złego zestrojenia obwodów), układ „przeszukujący" kontynuuje drgania około 10 Hz, co zasygnalizuje optycznie układ alarmujący z diodą LED i tranzystorami T15, T16 i T17 (rys. 5).

Przy prawidłowej pracy syntezera każde jego włączenie lub przełączenie zakresu oscylator „przeszukujący" kwituje jednym impulsem i drgania gasną. Rezystor nastawny RNI 10 kΩ w emiterze tranzystora T17 służy do nastawienia czułości układu alarmowego i w pewnym zakresie intensywności świecenia diody alarmowej.

Na rysunku 6 przedstawiono schemat generatora wyjściowego ze stopniem izolującym. Ponieważ istnieje duże podobieństwo tego układu do układu z rysunku 4, należy omówić tylko dwa szczegóły:

– grupa diod pojemnościowych połączonych przeciwstawnie jest liczbowo większa dla pasma 80 m w celu uzyskania odpowiedniego zakresu przestrajania. Kontaktron PK1a włącza jednocześnie z PK1 dodatkową grupę diod;



Rys. 5. Schemat układu synchronizacji generatora wyjścioweg

Rys. 6. Schemat generatora wyjściowego ze stopniem izolującym

Rys. 7. Schemat programowanego oscylatora liniowego LMO z układem izolującym

Plan zwierania zestyków przełączników programatora Tablica 3

Przełącznik wciśnięty	Zwarte zestyki									
	Z1	Z2	Z3	Z4	Z5	Z6	Zd1	Zd2	Zd3	Zd4
1	×		×				×	×		
2	×			×		×	×			×
3		×		×	×			×	×	
4		×		×					×	×

wtórnik wyjściowy stopnia izolującego (tranzystor T22) jest przeznaczony do uzyskania znacznej amplitudy napięcia w.cz. na małej oporności obciążenia, jaką przedstawiają mieszacze transceivera.

Schemat oscylatora liniowego LMO z programatorem przedstawiono na rys. 7.

Oscylator pracuje w układzie Vackařa. Cewka obwodu rezonansowego ma kompensację zmian indukcyjności w funkcji zmian temperatury. Osiąga się to za pomocą krótkiego odcinka rdzenia ferrokartowego, przymocowanego do bimetalowego paska z możliwością regulacji odległości od cewki L10. Przy wzroście temperatury bimetal podnosi rdzeń „F" do góry zmniejszając indukcyjność cewki w takim stopniu, w jakim rośnie ona wskutek rozszerzalności termicznej cewki. Ważne, aby bimetal z rdzeniem był bardzo solidnie zamocowany na konstrukcji mechanicznej LMO. Drogą kilku przechłodzeń i ogrzewań udaje się ustalić optymalną odległość rdzenia od cewki tak, by kompensacja była skuteczna. Kondensator 12 pF ceramiczny (czerwony) kompensuje cieplne zmiany pojemności kondensatorów. Kondensatory oznaczone literą „m" to kondensatory mikowe.

Programator jest zbudowany z czterema zależnymi przełącznikami „Isostat", z układem zestyków o potrójnej długości. Poniższy opis „logiki" łączenia zestyków poszczególnych przełączników wraz z planem podanym w tablicy 3 ułatwi jego montaż oraz wykonanie wewnętrznych połączeń między zestykami.

Pozycja 1 – wciśnięty przełącznik 1 – zostają zwarte w nim zestyki Z1, Z3 i Zd1, Zd2. Diody D1 i D2 umieszczone przy skali LM01 sygnalizują nadawanie i odbiór na częstotliwości LM01.

Pozycja 2 – wciśnięty przełącznik 2, zostają zwarte w nim zestyki Z1, Z4, Z6 i Zd1, Zd4. Dioda D1 wskazuje nadawanie na częstotliwości LM01. Dioda D4 wskazuje odbiór na częstotliwości LM02.

Pozycja 3 - wciśnięty przełącznik 3 – zostają zwarte w nim zestyki Z2, Z4, Z5 i Zd2, Zd3. Dioda D3 wskazuje nadawanie na częstotliwości LM02, dioda D2 wskazuje odbiór na częstotliwości LM01.

Pozycja 4 – wciśnięty przełącznik 4 – zostają zwarte w nim zestyki Z2, Z4 i Zd3, Zd4. Diody D3 i D4 umieszczone przy skali LM02 syngalizują nadawanie i odbiór na częstotliwości LM02.

Stabilizator 12 V (tranzystor BDY24 + dioda Zenera 12 V) nie wymaga omówienia; napięcie zasilające cały syntezer (+24 V) jest stabilizowane stabilizatorem MAA723 + BC211 + BDP620, który służy do zasilania także innych członów transceivera. Schematy takich stabilizatorów są dostępne w naszej literaturze.

(Dc. w następnym numerze)

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 1 (267) STYCZEŃ 1983

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 28-73-73

Z DZIAŁALNOŚCI ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Kolejne posiedzenie Prezydium ZG PZK odbyło się 25 września 1982 r Tematem posiedzenia były sprawy wydawnicze PZK i powołanie Głównej Komisji Eterowej PZK. Sprawy wydawnicze referował SP5QU. Poinformował Prezydium, że praktycznie wszystkie tegoroczne prenumeraty „Biuletynu PZK" są już rozprowadzone. Pismo to ukazuje się w tym roku wydawniczym (1982) w zmniejszonej objętości i stosowane jest łączenie numerów, zarówno ze względu na znacznie zmniejszony dopływ materiałów, jak też ze względu na znaczny wzrost kosztów przesyłki pojedynczego numeru. Wzrosły także ceny papieru i usług poligraficznych, jednak wspomniane zabiegi oszczędnościowe pozwolą na zamknięcie roku wydawniczego bez deficytu i bez konieczności żądania od prenumeratorow dopłaty na zwiększone koszty wysyłki.

Jeśli chodzi o wydawnictwa nieperiodyczne, to rozprowadzana jest już drogą pocztową broszura „Amatorska radiolokacja sportowa" (autor SP5HS); w przygotowaniu do druku znajduje się broszura „Amatorska łączność radiotelefoniczna UKF-FM w paśmie 144 MHz" (autor SP5QU), opracowywana jest broszura o zastosowaniach cyfrowych układów scalonych w urządzeniach krotkofalarskich (autor SP5CIB) i prowadzone są rozmowy z autorami dalszych broszur.

Następnie SP5QU zwrócił się do Prezydium o zajęcie stanowiska w sprawie utrzymania w 1983 r. dotychczasowego nakładu „Biuletynu PZK" i podwyższenia kosztu rocznej prenumeraty tego pisma do 280 zł, co pozwoli na pokrycie zwiększonych kosztów bez konieczności szukania rozwiązań oszczędnościowych. Po dyskusji Prezydium ZG PZK zaakceptowało obydwie propozycje. Zalecono ujęcie w zamierzeniach wydawniczych krótkofalarskich plakatów propagandowych, kalendarza imprez krótkofalarskich (po przywróceniu normalnej działalności krotkofalarskiej), a także broszur, zawierających kompletny opis budowy odbiornika nasłuchowego i prostego transceivera oraz broszury zawierającej komplet nowych przepisów regulujących działalność amatorskiej służby radiokomunikacyjnej w Polsce

Punkt porządku dziennego dotyczący powołania Głównej Komisji Eterowej referował SP7FP Zaproponował powołanie tej Komisji w składzie: SP2JS, SP5QU, SP5XM, SP7HF i SP7FP Prezydium zaakceptowało skład GKE i zaleciło szybkie opracowanie regulaminow Wojewódzkich Komisji Eterowych i Głównej Komisji Eterowej oraz wystosowanie do wszystkich Zarządow Oddziałów Wojewodzkich PZK pisma, zalecającego wytypowanie członkow WKE, ktorzy następnie uzyskają nominacje z ZG PZK Zalecono takze nawiązanie bliższych kontaktow z Panstwową Inspekcją Radiową.

Następne, dwunaste już w tym roku posiedzenie Prezydium ZG PZK odbyło się w dniu 23 października 1982 roku. Najważniejszym tematem tego posiedzenia było przystąpienie PZK do akcji aktualizacji zawieszonych licencji i powołanie Głównej Komisji Aktualizacyjnej. Po spotkaniu z prezesami Oddziałów Wojewódzkich PZK, które przewidziano na dzień 8 listopada, powstaną Oddziałowe Komisje Aktualizacyjne, które niezwłocznie przystąpią do pracy.

Ponadto omawiano:

– Projekt regulaminu Polskiego Klubu ARS. Referował go SP4BQW. Stwierdzono konieczność dokonania dwóch drobnych uzupełnień, które zostaną wprowadzone w porozumieniu z Zarządem PK ARS.

– Sprawy techniczne PZK. Referował SP7HF. Zapoznał zebranych z wynikami ankiety na tematy techniczne, ogłoszonej w „Biuletynie PZK" i w „Radioelektroniku" Wpłynęło dotychczas ponad 120 odpowiedzi oraz 20 listów. Dalsze odpowiedzi jeszcze napływają, jednak jest ich coraz mniej. Z ankiety tej można już wyrobić sobie pogląd odnośnie potrzeb materiałowych i sprzętowych respondentów. Potrzeby te będą uwzględnione w pracach Komisji Technicznej PZK, które trwają cały czas, a będą zintensyfikowane po aktualizacji licencji krótkofalarskich.

– Regulaminy Głównej Komisji Eterowej i Wojewódzkich Komisji Eterowych. Referował SP7FP. Prezydium zaakceptowało te regulaminy i zaleciło rozpoczęcie działalności komisji.

– Organizację i przebieg obozu przygotowawczego ARS w Funce. Referowali goście: SP2ESH i SP2DJG. Stwierdzono, że w przygotowanie i przeprowadzenie obozu włożono wiele pracy, a zdobyte doświadczenia będą przydatne w przyszłości.

W dniu 16 października ub. r. odbyło się inauguracyjne posiedzenie Głównej Komisji Eterowej PZK, na którym dokonano podziału funkcji. Przewodniczącym GKE wybrano Tadeusza Gralla SP7FP, wiceprzewodniczącym – Jana Ładno SP5XM, sekretarzem – Wiktora Chojnackiego SP5QU. Stanisław Maciejkiewicz SP2JS i Jerzy Niewada SP7HF są członkami GKE

Opracowano na tym posiedzeniu regulaminy Wojewódzkich Komisji Eterowych i Głównej Komisji Eterowej, oparte w znacznej części na istniejących już dokumentach. Regulaminy te podlegają zatwierdzeniu przez Prezydium ZG PZK. Przygotowano także projekt pisma do wszystkich Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK, w którym stwierdza się konieczność reaktywowania lub powołania, tam gdzie ich dotychczas nie było, Wojewódzkich Komisji Eterowych, wobec obserwowanego w ostatnich latach spadku poziomu operatorskiego i technicznego niektórych radiostacji amatorskich SP, przekraczających niejednokrotnie przepisy Państwowej Inspekcji Radiowej, zasady ham spiritu i wobec przewidywanego przywrócenia działalności amatorskiej służby radiokomunikacyjnej w Polsce.

SP5QU

O KOMISJACH ETEROWYCH SŁÓW KILKA

Mamy już taką naturę, że nie lubimy być kontrolowani, a zwrócenie uwagi na jakąś nieprawidłowość w naszej pracy krótkofalarskiej wielu z nas przyjmuje jako osobistą obrazę, wymagającą „rewanżu" w tej czy innej formie. Z drugiej jednak strony utyskujemy, jak to się źle dzieje na pasmach, szczególnie na popularnej „osiemdziesiątce", gdzie strojenie pełną mocą na częstotliwości korespondenta, praca z nienajlepszym tonem lub takąż modulacją, czy złośliwe, anonimowe uwagi, nie należą wcale do rzadkości. Wiele takich listów krytycznych, nadesłanych przez Czytelników, opublikowałem na łamach „Biuletynu PZK". Podobne, krytyczne uwagi docierały także w różny sposób do członków Zarządu Głównego PZK, niezależnie od ich osobistych spostrzeżeń. W sygnałach tych, zjawisku coraz częstszych przypadków łamania przepisów Państwowej Inspekcji Radiowej i zasad ham spiritu, przypisywane są różne przyczyny: niedouczenie młodych krótkofalowców i pobłażliwość niektórych komisji egzaminacyjnych, brak stażu nasłuchowego większości młodszych nadawców, czasami nie najlepsze przykłady ze strony starszych nadawców, zaniedbania w pracy wychowawczej, jaka powinna być prowadzona w klubach, czy wreszcie brak aktywności nielicznych dotychczas komisji eterowych. Zarząd Główny PZK stawia sobie zadania usuwania wszelkich przyczyn, powodujących negatywne zjawiska w działalności krótkofalarskiej swoich członków, a na „pierwszy ogień" wziął komisje eterowe.

Idea powołania tych komisji przy Zarządach Oddziałów Wojewódzkich PZK zrodziła się na początku lat sześćdziesiątych. U podstaw jej leżała chęć stworzenia grup doświadczonych krótkofalowców, pracujących czynnie w „eterze" i dysponujących niezłym sprzętem krótkofalarskim, których członkowie zwracaliby uwagę poprzez „eter" operatorom popełniającym błędy w sztuce operatorskiej lub nadającym na sprzecie nie w pełni sprawnym. Udzielaliby także koleżeńskich rad, zmierzających do wyrugowania nieprawidłowości, nie czekając na ingerencję oficjalnych organów kontrolnych, która zazwyczaj sprowadza się do dotkliwych sankcji, na przykład w postaci zawieszenia licencji.

Chodziło, jednym słowem, twórcom tej idei o obronę krótkofalowców SP przed takimi sankcjami, poprzez wczesne usuwanie nieprawidłowości, koleżeńską radę i pomoc. Komisje eterowe powstały i na początku rzeczywiście spełniały oczekiwania projektodawców. Z czasem jednak, w miarę szybkiego wzrostu liczby młodych nadawców, w tym wielu pośpiesznie wyszkolonych, bez stażu nasłuchowego i bez wpojonego ducha krótkofalarskiego – ham spiritu, działalność komisji eterowych zaczęła napotykać na coraz większe trudności. Interwencje w „eterze", a nawet pisemne, stawały się coraz mniej skuteczne, a członków komisji zaczęła otaczać coraz większa niechęć ze strony niektórych, nie rozumiejących istoty sprawy, ale za to bardzo pewnych siebie, kolegów. Tak to już jest, że im ktoś mniej wie, tym jest bardziej pewny siebie. Utrzymaniu autorytetu komisji eterowych nie sprzyjał także w pełni ówczesny regulamin i w rezultacie aktywność tych komisji znacznie spadła, a w niektórych województwach zanikła zupełnie.

Wracamy obecnie do idei komisji eterowych, mając głównie na uwadze nasze wspólne dobro: ład i porządek na pasmach amatorskich i dobre imię znaku SP w świecie, a także ochronę wszystkich operatorów przed koniecznością stosowania przez PIR dotkliwych sankcji. Będziemy także walczyć o ochronę naszych pasm przed różnego rodzaju zakłóceniami. Zmieniliśmy nieco regulamin obecnych Wojewódzkich Komisji Eterowych tak, aby nasza działalność była skuteczniejsza. Przede wszystkim liczymy jednak na zrozumienie i pomoc ze strony wszystkich krótkofalowców SP. Tylko przy wspólnych staraniach możemy dojść do stanu, w którym praca w „eterze" będzie nam dawać zadowolenie i odprężenie po troskach życia codziennego.

SP5QU

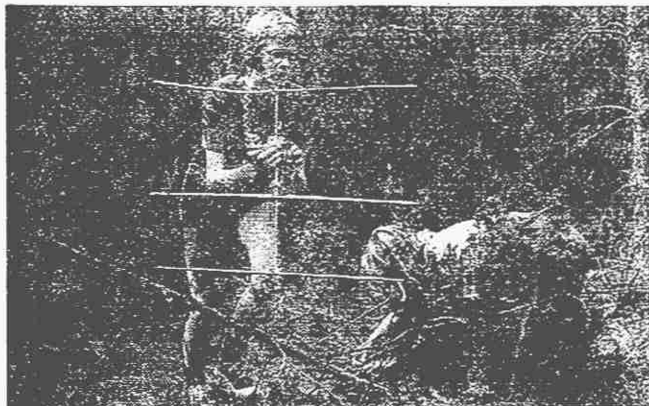
OBÓZ PRZYGOTOWAWCZY ARS W FUNCE

W ramach przygotowań do II Mistrzostw Świata w Amatorskiej Radiolokacji Sportowej, które miały odbyć się we wrześniu w Bułgarii, zorganizowano w Harcerskim Ośrodku Wodnym w Funce, w dniach od 28 sierpnia do 9 września 1982 r. obóz przygotowawczy amatorskiej radiolokacji sportowej dla kandydatów do reprezentacji Polski. Obóz ten zorganizował Zarząd Oddziału Wojewódzkiego PZK w Bydgoszczy na prośbę PK ARS i na zlecenie ZG PZK.

Już w trakcie trwania obozu dotarła wiadomość, że termin mistrzostw w Bułgarii został przesunięty ze względu na zbyt małą liczbę zgłoszonych ekip. Mimo to obóz został doprowadzony do końca, bez jakiejkolwiek zmiany programu. Wzięło w nim udział ośmioro zawodniczek i zawodników z kadry i pięciu młodzików (harcerzy). Kierownictwo obozu i obsługa techniczna (łącznie 12 osób) pochodziło z Bydgoszczy. Kierownikiem do spraw szkoleniowych był Bolesław Krzymin SP2ESH, a kierownikiem gospodarczym Jan Drzewiecki SP2DJG. Bardzo starannie przygotowano zaplecze techniczne: do dyspozycji były dwa samochody i trzy komplety sprzętu nadawczego. Zawodnicy posługiwali się własnymi odbiornikami, bądź dostarczonymi przez organizatorów obozu.

Program szkolenia na obozie był bardzo napięty i obejmował: codzienną zaprawę kondycyjną (gimnastykę, marszobiegi), zajęcia teoretyczne z zakresu taktyki, pelengowanie z optymalnym wykorzystaniem odbiornika, a także codzienne biegi kontrolne. Rezultaty uzyskiwane podczas tych biegów były z dnia na dzień lepsze, co świadczy, że włożony przez zawodników i kadrę obozu trud nie poszedł na marne. Dodatkowym urozmaiceniem były tzw. „cyklówki", polegające na odszukiwaniu wszystkich pięciu nadajników, rozmieszczonych w ukryciu w odległości 100 do 150 metrów od siebie, w ciągu pojedynczego cyklu nadawania, czyli w czasie 5 minut. Organizowano także czasami „dyskotekę", czyli odszukiwanie z zawiązanymi oczami nadajnika, umieszczonego tym razem w otwartym terenie. Nazwa tej zabawy powstała wskutek podobieństwa ruchów zawodników do jakiegoś nowoczesnego tańca. Jest to zabawa bardzo widowiskowa, a przez to chętnie organizowana na wszelkiego rodzaju pokazach i festynach.

Obóz w Funce – bieg kontrolny. *Fot. Z. Krakowiak*



Nie zaplanowaną atrakcją dla uczestników obozu były nocne poszukiwania jednego z najmłodszych zawodników, który zmylił drogę powrotną o 180° i w rezultacie po różnych drobnych przygodach wylądował... w komisariacie MO w sąsiedniej miejscowości, wzbudzając tam zainteresowanie swoim odbiornikiem.
Miniony sezon nie obfitował w zawody amatorskiej radiolokacji sportowej, toteż zawodnicy rozjeżdżając się do domów żałowali bardzo, że nie mogą sprawdzić swojej formy podczas poważniejszych zawodów, choćby krajowych. *SP5QU*

„ADMINISTRACJA „BIULETYNU PZK" INFORMUJE

Koszt prenumeraty „Biuletynu PZK" na 1983 r. ustalony został w wysokości 280 zł. Wpłat należy dokonywać na konto Redakcji i Administracji „Biuletynu PZK" w PKO, IX O. w Warszawie, nr 1599-76106-132 z zaznaczeniem na odwrocie środkowego odcinka blankietu, że wpłata dotyczy prenumeraty „Biuletynu PZK" na rok 1983. Konieczne jest czytelne podawanie adresu, pod który ma być przesyłany „Biuletyn", najlepiej pismem drukowanym, a także podanie kodowego numeru pocztowego. Osoby, które wpłaciły wcześniej mniejszą kwotę, na przykład 180 zł, powinny dokonać niezwłocznie dopłaty.
Rozsyłana jest pocztą broszura mgr. inż. Krzysztofa Słomczyńskiego SP5HS „Amatorska radiolokacja sportowa". Koszt broszury przy wysyłce przesyłką zwykłą wynosi 60 zł, natomiast przy wysyłce przesyłką poleconą 70 zł. Wpłat należy dokonywać na wyżej wymienione konto Redakcji i Administracji „Biuletynu PZK" *SP5QU*

RZADKI JUBILEUSZ

Już tak się przyjęło, że działalność nasłuchową traktuje się tymczasowo, na przykład uprawia się ją podczas odbywania kursu krótkofalarskiego i w czasie oczekiwania na licencję, bądź w bardzo młodym wieku, nie pozwalającym jeszcze na ubieganie się o status nadawcy. Czasami zdarzają się co prawda okresy ograniczania swojej działalności krótkofalarskiej do nasłuchów także i przez nadawców, ale to już zupełnie inna sprawa. Są jednak nieliczni krótkofalowcy, którzy z własnej woli rezygnują z posiadania licencji i przez długie lata zajmują się jedynie nasłuchami. Jednym z takich zamiłowanych nasłuchowców jest kol. Kazimierz Lisowicz SP9-649, który w 1982 r. obchodził rzadki jubileusz 25-lecia działalności nasłuchowej, dorabiając się przez te lata wielu dyplomów i członkowstw zagranicznych organizacji krótkofalarskich. Z okazji tego jubileuszu życzymy kol. Kazimierzowi dalszych podobnych sukcesów, a przede wszystkim uzyskiwania odpowiedzi na wszystkie wysłane karty QSL. *SP5QU*

W TELEGRAFICZNYM SKRÓCIE

● Jak informuje SP5FM w numerze 10–11 „Biuletynu PZK", Ojciec Maksymilian M. Kolbe, kanonizowany w dniu 10 października 1982 r. przez papieża Jana Pawła II, po uzyskaniu licencji zainstalował w 1938 r. w Niepokalanowie radiostację amatorską o znaku wywoławczym SP3RN. Radiostacja ta służyła głównie do łączności z ośrodkami misyjnymi i do nadawania komunikatów, jednak pracowała na pasmach i na zasadach amatorskich.

● Rok 1982 był rokiem jubileuszu 25-lecia 17 Oddziałów PZK. Z tej okazji odbyło się w Opolu w dniu 24 października uroczyste spotkanie krótkofalowców tamtejszego Oddziału PZK, jednego z najstarszych i najbardziej prężnych.

● Mimo ograniczeń stanu wojennego wiele klubów krótkofalarskich nie przerwało swojej działalności, a tylko dostosowało ją do obowiązujących ograniczeń. Na przykład klub SP4PES w Lidzbarku Warmińskim zajął się amatorską radiolokacją sportową. Zaczęto od budowy pięciu odbiorników ARS. Przewiduje się rozpoczęcie treningu zawodników w terenie, jeśli tylko aura będzie na to pozwalać.

● ZOW PZK w Lublinie wystąpił do władz miejskich z propozycją organizowania co dwa tygodnie giełdy radioamatorskiej, na której radioamatorzy będą mogli sprzedawać, kupować i wymieniać podzespoły i urządzenia. W stoisku ZOW będzie można, po okazaniu ważnej legitymacji PZK, nabywać materiały przeznaczone dla krótkofalowców. Inicjatywa ta wydaje się być godna popularyzacji, jako jeden z czynników zmierzających do zaspokojania ogromnych potrzeb sprzętowych, jakie odczuwa nasze środowisko, szczególnie wobec bardzo skromnego zaopatrzenia placówek handlu detalicznego w podzespoły elektroniczne. Należy tu przypomnieć, że ZOW PZK w Bydgoszczy prowadzi od lat punkt sprzedaży przy ZOW, dostępny dla krótkofalowców z całego kraju.

● Ustalono wreszcie cenę kompletu płytek drukowanych do transceivera opracowanego przez SP5WW (750 zł). Płytki zostały rozprowadzone za pośrednictwem Oddziałów Wojewódzkich PZK, wśród osób, które zamówiły te płytki jeszcze przed ich wykonaniem. Jeśli wszystkie komplety płytek, w liczbie blisko tysiąca, zostaną wykorzystane do budowy transceiverów, a nie znikną w większości w zasobach „chomików", to w niedługim czasie przybędzie nam wiele dobrze wyposażonych radiostacji amatorskich KF.

● Kolega SP3FHS, zainspirowany faktem wyprodukowania i rozprowadzenia tak wielu kompletów płytek drukowanych do transceivera SP5WW, zgłosił na łamach „Biuletynu PZK" projekt tworzenia koleżeńskich „spółdzielni", mających na celu wspólne budowanie kilku lub kilkunastu egzemplarzy tego transceivera (lub innego urządzenia krótkofalarskiego) przez grupę kolegów z jednego klubu lub miasta. Taka wspólna praca ma wiele zalet: pozwala na optymalne rozłożenie zadań, odpowiednio do umiejętności i możliwości członków zespołu; pozwala na zmniejszenie wydatków na podzespoły, ze względu na możliwość wymiany w grupie, a także stanowi doping do starannej i wydajnej pracy członków zespołu przy wykonywaniu powierzonych im fragmentów urządzenia.

● Komisja Techniczna PZK widzi możliwość zaopatrzenia wielu nadawców w kondensatory zmienne do wyjściowych stopni nadajników, nawet znacznej mocy. Kondensatory te mają konstrukcję umożliwiającą dobranie maksymalnej pojemności w znacznych granicach. Będą rozprowadzane za pośrednictwem Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK, zaraz po odblokowaniu pracy radiostacji amatorskich w SP. Bliższe informacje będą zamieszczone w Radiowym Biuletynie Informacyjnym PZK oraz podane za pośrednictwem Oddziałów Wojewódzkich PZK. *SP5QU*

Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców składa wszystkim polskim krótkofalowcom i radioamatorom życzenia wszelkiej pomyślności, sukcesów w działalności krótkofalarskiej i radioamatorskiej, powodzenia w nauce i pracy zawodowej, a także wszystkiego najlepszego w życiu osobistym w Nowym Roku 1983.

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Uniwersalny miernik cyfrowy

Opisany poniżej miernik służy do pomiaru następujących parametrów przebiegów TTL:

Częstotliwości (fx) do 80 MHz z czasem bramkowania (tb) 1 s i 0,1s.

Czasu trwania jednego okresu badanego przebiegu (timp) z dokładnością od 1s do 1μs.

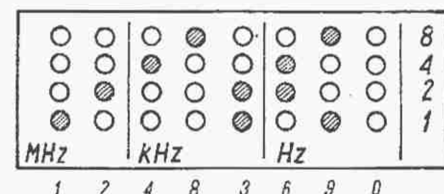
Zliczania impulsów (nx) o poziomie „1" logicznej do 99 999 999.

Czasu bramkowanego „O logicznym" (tx) z dokładnością od 1s do 1μs.

Wytwarzanie wzorcowej fali prostokątnej (f_{wz}) o częstotliwościach: 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz, 1 Hz.

Urządzenie wykonano z zastosowaniem dostępnych układów scalonych TTL, ograniczając ich liczbę do niezbędnego minimum. Z tego powodu odczyt mierzonych wartości odbywa się za pomocą LED-ów w kodzie binarnym. Zmniejsza to prawie dwukrotnie koszt urządzenia, czyniąc zbędnymi układy pamięciowe, dekodujące oraz wyświetlacze, ale komplikuje nieco odczyt.

Wyświetlacz miernika zbudowany z LED-ów przedstawiono na rysunku 1. Aby ułatwić odczytywanie można zastosować LED-y o różnych barwach w poziomych rzędach wyświetlacza.



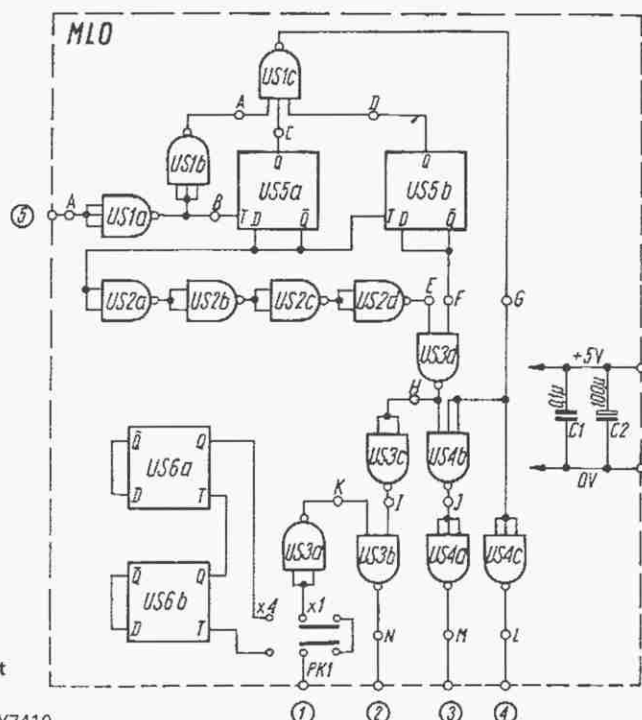
Rys. 1. Widok wyświetlacza miernika

Urządzenie składa się z następujących modułów i podzespołów: modułu impulsów czasowych (zegara) MIC, modułu licznika MLa-b, modułu logiki MLO oraz podzespołu przełącznika funkcji.

W skład modułu MIC (rys. 2) wchodzi generator kwarcowy o częstotliwości 1 MHz zbudowany z bramek NAND – US1a,b,c, z którego fala prostokątna jest doprowadzana przez bramkę kluczującą US1d do łańcucha dzielników US2 do US7. Każdy z tych dzielników dzieli doprowadzoną do jego wejścia częstotliwość przez 10. Do płytki modułu MIC umocowany (wlutowany) jest przełącznik PK1 (zespół zależnych „Isostatów"), za pośrednictwem którego pobierany jest przebieg prostokątny z poszczególnych dzielników do wyjścia modułu (końcówka 9). Dołączając końcówkę 10 modułu do masy miernika powoduje się odcięcie generatora od dzielników i przerwanie ich pracy.

Moduł licznika MLa-b (rys. 2) składa się z łańcucha liczników US1 do US8. Do końcówki nr 7 modułu są doprowadzane zliczane impulsy, a do końcówki 6 – impulsy zerujące licznik. Do wyjść binarnych liczników przyłączone są przez rezystory R1 do R32 LED-y D1 do D32 sygnalizujące stany poszczególnych wyjść liczników.

Rys. 2. Schemat modułów MIC, MLa-b
R...R33 - 470 Ω;
US1...US8 - UCY7490;
D1...D32 - obojętny LED



Rys. 3. Schemat modułu MLO
US1 US4 – UCY7410
US2 - UCY7400, US3 – UCY74H00, US5 – SN74H74, US6 – SN74S74 lub SN74H74

US5b, sterowanego przez wyjście Q US5a i jest opóźniony względem przebiegu sterującego o czas propagacji US5b. Wskutek opóźnień powstałych w bramkach US2 uzyskuje się opóźnienie przebiegu „E" w stosunku do „F". Niestosowanie układu US2 prowadziłoby do skrócenia czasu bramkowania pomiaru o czas propagacji US5b.

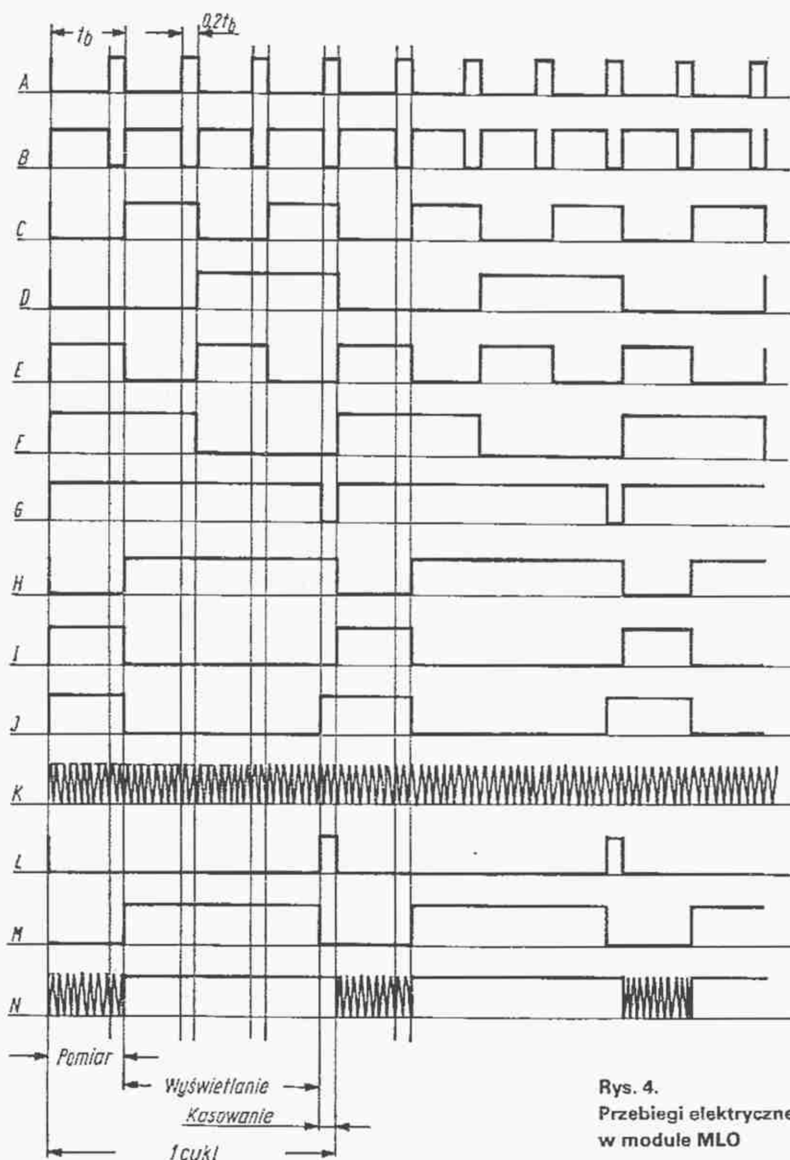
Chcąc stosować miernik do pomiarów częstotliwości powyżej 20 MHz, należy koniecznie zastosować jako US3 i US6 układy serii 74H lub 74S.

Przełącznik PK1 służy do przyłączania do układu szybkiego dzielnika częstotliwości (przez końcówkę 4), stosowanego przy pomiarach częstotliwości powyżej 20 MHz.

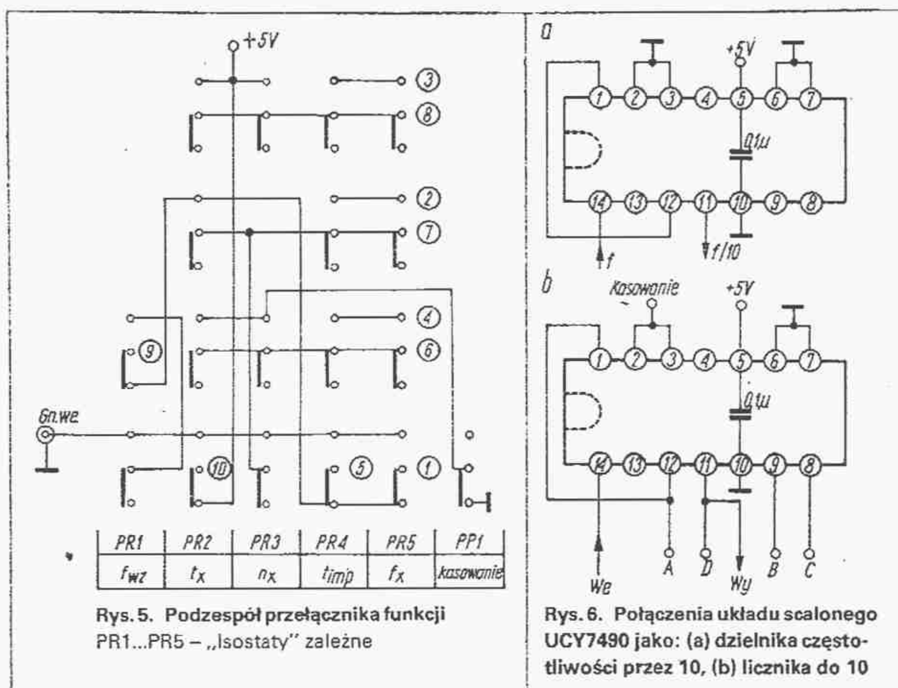
Podzespół przełącznika funkcji (rys. 5) składa się z zespołu „Isostatów" zależnych PR1 do PR5, przycisku PP1 oraz gniazda wejściowego typu BNC (rys. 5). Zmontowano go na wspólnej płytce, aby jak najwięcej skrócić długości przewodów. Na schemacie narysowano zestyki „Isostatu" w jednej linii dla większej czy-

Katody wszystkich LED-ów dołączone są do kolektora tranzystora T1. Przewodzenie tranzystora powoduje połączenie katod LED-ów z masą, a więc zaświecenie się LED-ów połączonych z wyjściami liczników, na których panuje stan „1 logicznej". Tranzystor T1 przewodzi, gdy na końcówce 8 modułu pojawi się stan „1 logicznej". Tranzystor T1 nie przewodzi, gdy na tej końcówce występuje „0". Wtedy wyświetlacze odcięte są od liczników w trakcie zliczania, przez co unika się migotania LED-ów. Moduł składa się z dwóch płytek („a" i „b") umieszczonych w stosunku do siebie pod kątem prostym w taki sposób, aby płytka MLb znajdowała się w pozycji pionowej i zamocowana w obudowie tworzyła wyświetlacz.

Moduł logiki MLO (rys. 3) służy do wytwarzania przebiegów sterujących modułami MIC i MLa-b w trakcie pomiaru częstotliwości (fx) i pomiaru czasu trwania jednego okresu badanego przebiegu (t_{imp}). Przebiegi w poszczególnych punkach modułu przedstawiono na rys. 4 i nie ma potrzeby szczegółowego wyjaśniania działania modułu. Jedynie zastosowanie układu US2 może budzić wątpliwości. Zadaniem tego układu jest opóźnianie przebiegu „E" w stosunku do przebiegu „F". Z analizy przebiegów na rys. 4 wynika, że przebiegiem bramkującym liczniki przy pomiarach jest przebieg „I", czyli zanegowany przebieg „H", ten z kolei jest wynikiem stanów wejściowych bramki US3d, czyli przebiegów „E" i „F". Istotny dla działania układu jest przebieg „E", ponieważ przebieg „F" jest tylko przebiegiem zezwalającym. Pochodzi on z przerzutnika



Rys. 4. Przebiegi elektryczne w module MLO



Rys. 5. Podzespół przełącznika funkcji PR1...PR5 – „Isostaty" zależne

Rys. 6. Połączenia układu scalonego UCY7490 jako: (a) dzielnika częstotliwości przez 10, (b) licznika do 10

telności schematu. Poszczególne nóżki „Isostatu" oznaczone numerami od 1 do 10 są połączone z wyjściami poszczególnych modułów oznaczonych tymi samymi numerami. Należy zwrócić uwagę na to, aby przewody do końcówek 1,2,7 były możliwie krótkie. Przy pomiarach fx i t_{imp} – pomiary dokonywane są cyklicznie, przy zliczaniu impulsów (nx) i pomiarze czasu (tx) pomiary dokonywane są jednorazowo, toteż po zakończeniu pomiaru i odczytaniu należy licznik skasować (wyzerować) ręcznie za pomocą przycisku PP1.

Moduły są zasilane z zasilacza o napięciu +5 V i pobierają prąd około 500 mA. Do wszystkich układów scalonych należy przyłączyć kondensatory odprzęgające zasilanie o pojemności od 33 do 100 nF. Również do szyn zasilających poszczególne płytki modułów należy dołączyć kondensatory tántalowe o pojemności minimum 100 µF oraz równolegle do nich kondensatory o pojemności 100 nF.

Jedyna regulacja urządzenia polega na dostrojeniu częstotliwości pracy generatora kwarcowego. Dokonuje się tego za pomocą kondensatorów C2 do C5 (rys. 2).

Na rysunku 6 przedstawiono sposoby połączeń układu scalonego UCY7490N przy wykorzystaniu go jako dzielnika przez 10 i licznika do 10.

Egzemplarz modelowy miernika składał się z trzech płytek modułowych o wymiarach 50×120 mm umieszczonych nad sobą w odległości 15 mm, przełożonych płytkami laminatu miedzianego pełniącego funkcję ekranu.

Układ jest przystosowany do pomiaru parametrów przebiegów TTL i aby dostosować go do pomiarów parametrów innych przebiegów należy zastosować odpowiednie układy dopasowujące.

LITERATURA

1. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKŁ. Warszawa 1980
2. Sowiński A.: Cyfrowa technika pomiarowa. WKŁ. Warszawa 1976

JACEK FLOREK

Regulowany generator impulsów prostokątnych

Konstruowanie układów elektronicznych opartych na cyfrowych układach scalonych TTL wymaga ich częściowego lub pełnego sprawdzenia za pomocą generatora impulsów prostokątnych, którego częstotliwość można dobierać w zależności od potrzeb. W tym celu wykonano prosty generator umożliwiający uzyskanie standardowego przebiegu prostokątnego o poziomach TTL z kodowym wybieraniem częstotliwości.

Generator jest wykonany z dwoma przerzutnikami monostabilnymi (rys. 1) i charakteryzuje się możliwością uzyskania impulsów wyjściowych o częstotliwości powtarzania od 0,01 Hz do około 10 MHz. Częstotliwość oraz wartość współczynnika wypełnienia zależy od doboru stałych czasowych R1 C1 i R2 C2 w układzie.

Częstotliwość powtarzania określa wzrór:

$$f = \frac{1}{(R1C1 + R2C2)\ln 2}$$

W proponowanym układzie generatora impulsów prostokątnych, przedstawionym na rys. 2, zmianę częstotliwości uzyskuje się przez dołączanie rezystorów o wartościach rezystancji odpowiednio R, R/2, R/4... itd. do końcówki „11" przerzutników monostabilnych. Rezystory te są przyłączane za pomocą tranzystorów T1...T10 pracujących jako przełączniki sterowane z wyjść enkodera diodowego. Należy pamiętać, że wartość rezystancji zewnętrznej, dołączonej do przerzutników dla zapewnienia poprawnej pracy układu, powinna zawierać się w granicach od 2...40 kΩ. To ograniczenie determinuje w przyjętym rozwiązaniu maksymalną liczbę wybieranych częstotliwości, która wynosi 20.

Poszczególne częstotliwości przebiegu są zadawane w kodzie dwójkowym. I tak, jeśli np. w punktach A B C D E pojawi się kombinacja 10111, tj. po włączeniu przełącznika W2, wówczas generowana częstotliwość będzie równa:

$$f_2 = \frac{1}{R\,C \ln 2}$$

Jeśli natomiast po włączeniu przełącznika W12 pojawi się kombinacja 11001, to częstotliwość wynosić będzie:

$$f_{12} = \frac{1}{\frac{1}{6}\,RC \ln 2} \quad \text{itd.}$$

Ogólnie częstotliwość impulsów można określić wzorem:

$$f = \frac{1}{2\,\frac{R}{A'+2B'+4C'+8D'+16E'}\,C \ln 2}$$

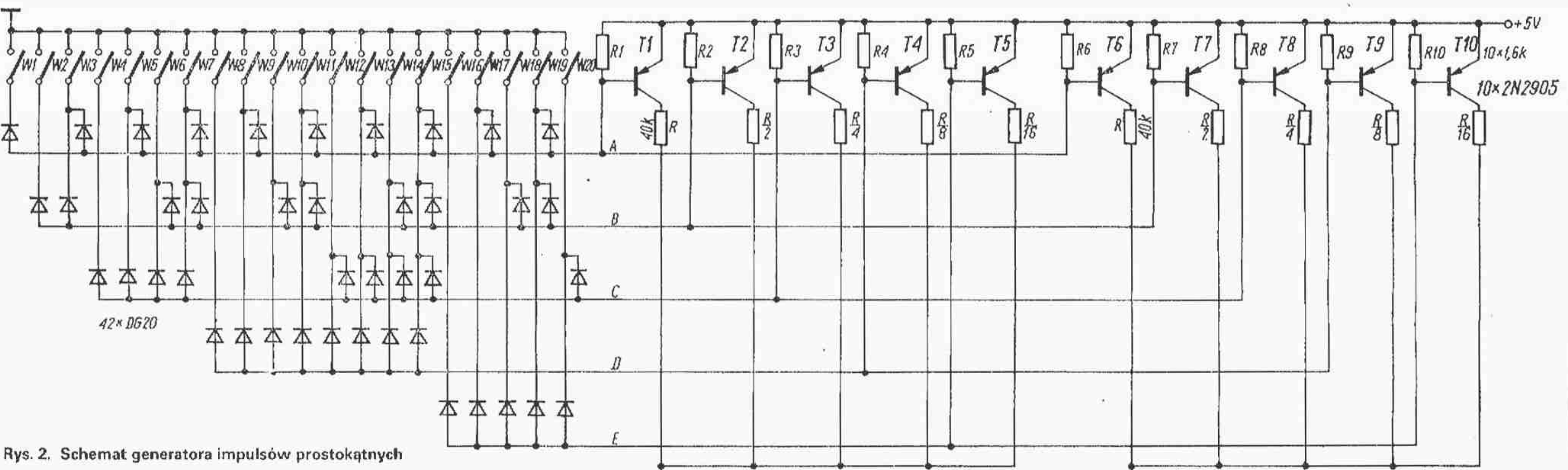
w którym: A' B' D' E' wyrażają negację stanów ABCDE.

Generator uruchamia się impulsem „START" i zatrzymuje impulsem „STOP". W zależności od potrzeb można przystosować generator do różnych zakresów częstotliwości, zmieniając wartość kondensatora C. Pomocne do tego są wykresy zależności częstotliwości przebiegu wytwarzanego przez generator do zewnętrznej rezystancji przy stałych wartościach pojemności. Wykresy te przedstawiono na rys. 3.

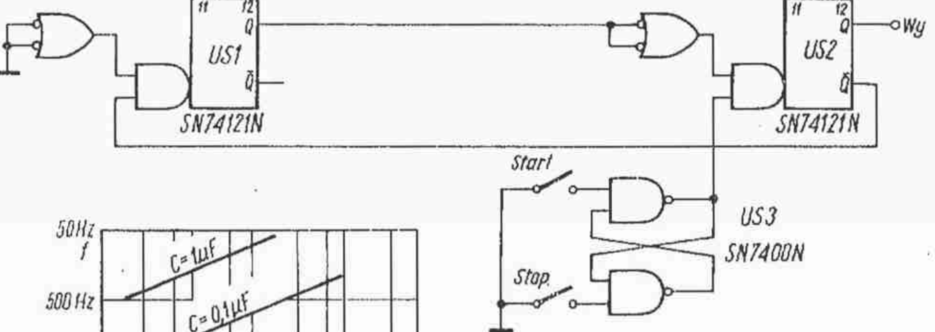
W przyjętym rozwiązaniu zastosowano kondensator C o pojemności 10 nF, co umożliwiło uzyskanie regulacji skokowej częstotliwości w granicach od ok. 1785 Hz (włączony przełącznik W1) do 35 715 Hz (włączony przełącznik W20).

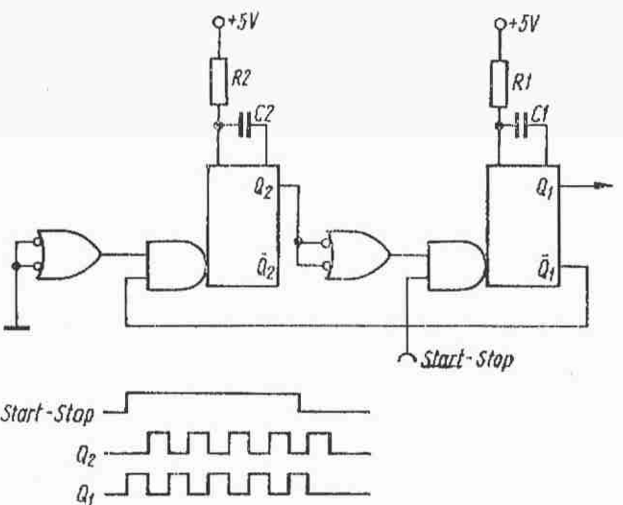
LITERATURA

Pieńkos J., Turczyński J.. Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKŁ 1980.



Rys. 2. Schemat generatora impulsów prostokątnych





Rys. 1. Schemat generatora wyzwalanego, zbudowanego z przerzutników monostabilnych SN74121

Rys. 3.
Zależność częstotliwości generatora od wartości rezystancji zewnętrznej

Usuwanie zakłóceń odbioru radiowego w samochodach

inż TADEUSZ WIDLARZ

Istotny wpływ na jakość odbioru radiowego w samochodzie mają zakłócenia wywołane pracą urządzeń elektrycznych pojazdu. Uwydatniają się one szczególnie przy odbiorze audycji dalekich stacji, gdy użyteczny sygnał indukowany w antenie ma wartość porównywalną z napięciami pochodzącymi od źródeł zakłóceń. W wielu obwodach elektrycznych pojazdów przebiegi prądów mają charakter impulsowy o bardzo szerokim widmie częstotliwości wkraczającym w zakres fal radiofonicznych.

Prądy wielkiej częstotliwości rozprzestrzeniają się w pojeździe wzdłuż przewodów elektrycznych oraz poprzez karoserię. Zakłócenia objawiają się w postaci trzasków, których natężenie i częstotliwość zmieniają się przeważnie wraz z obrotami silnika.

W instalacji samochodowej wyróżniają się następujące źródła zakłóceń: układ zapłonowy, układ ładowania akumulatora, silniki (wycieraczek szyby, spryskiwacza szyby, dmuchawy, elektrycznej pompy paliwa), czujniki (temperatury wody w chłodnicy, poziomu paliwa w zbiorniku). Zakłócenia odbioru mogą też powodować ładunki elektrostatyczne gromadzące się na oponach oraz miejsca nieprawidłowego kontaktowania blach nadwozia i złącz przewodów elektrycznych.

Najbardziej skutecznym sposobem usuwania zakłóceń jest metoda zwalczania ich w miejscu powstawania. Tłumienie zakłóceń jest realizowane przez ograniczenie prądów w obwodach wysokiego napięcia, blokowanie do masy źródeł zakłóceń kondensatorami, zapobieganie rozprzestrzenianiu się sygnałów zakłócających za pomocą specjalnych dławików w połączeniu z kondensatorami, ekranowanie źródeł zakłóceń. W różnych pojazdach zakłócenia występują z różną intensywnością i na różnych zakresach fal. Nawet w pojazdach tego samego typu zakłócenia mogą być różne.

Przed przystąpieniem do czynności odkłócania należy zapoznać się z istniejącą instalacją elektryczną pojazdu, ocenić jakość świec zapłonowych i ustawić wielkość ich szczelin oraz wyregulować zapłon wg instrukcji fabrycznej.

Z punktu widzenia zakłóceń jest bardzo ważny rodzaj i miejsce zainstalowania anteny.

Ogólnie anteny można podzielić na teleskopowe i prętowa, przystosowane do mocowania na błotniku, do słupka szyby przedniej, do rynienki dachowej lub rynienki przy słupku. Anteny teleskopowe są bardzo wrażliwe na zanieczyszczenia. Cząsteczki wody oraz kurz często przedostają się między rurki teleskopu i powodują ich korozję. Może to pogarszać jakość kontaktów między rurkami teleskopu i tym samym może stać się przyczyną dodatkowych zakłóceń odbioru programów (trzaski), a nawet spowodować elektryczne zwarcie dipola do masy. Wady tej nie posiadają anteny prętowe. Są one jednak narażone na uszkodzenia mechaniczne przez osoby niepowołane.

Antena najczęściej jest umieszczona na błotniku, z lewej lub prawej strony kierowcy w odległości 50 do 150 mm od słupka. Przy wyborze miejsca należy brać pod uwagę położenie pod maską regulatora prądnicy, aparatu zapłonowego oraz cewki i przewodów wysokiego napięcia. Otwór na antenę należy wiercić możliwie daleko od tych podzespołów. Nie należy montować anteny z tyłu kabiny na błotniku lub zderzaku. Co prawda zakłócenia są wówczas znacznie mniejsze (przy silniku umieszczonym z przodu), ale pojemność kabla i anteny jest większa od dopuszczalnej przez wytwórcę odbiorników. Taka antena powoduje znaczne rozstrojenie obwodów wejściowych odbiornika.

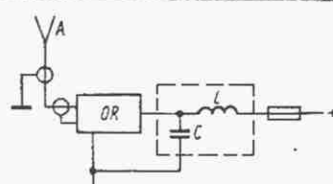
Producenci odbiorników samochodowych uważają, że przewodu antenowego nie należy skracać ani wydłużać. Dobre wyniki uzyskać można z anteną mocowaną na dachu. Zakłócenia są wtedy mniejsze niż z anteną na błotniku, ale wymaga to wiercenia otworu w dachu i szczególnie starannego uszczelnienia.

Przy montowaniu anteny trzeba zwrócić uwagę na dobre oczyszczenie blachy nadwozia wokół otworu na antenę do metalicznego połysku (od spodu). Połączenie masy musi być pewne w każdych warunkach atmosferycznych, dlatego też po przykręceniu anteny konieczne jest zabezpieczenie całości farbą antykorozyjną i biteksem.

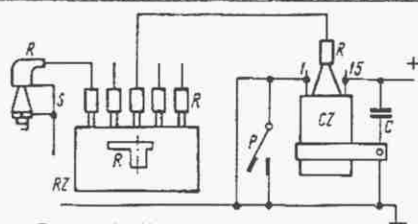
Do odbiornika radiowego zakłócenia przenikają głównie przez przewody zasilające oraz przez antenę. Podatność odbiornika na zakłócenia przenikające przez obwody zasilania sprawdza się przy włączonym odbiorniku, przy pracującym silniku pojazdu oraz przy zwartym gnieździe antenowym. Wewnątrz odbiornika znajduje się specjalny filtr przeciwzakłóceniowy, ale często nie stanowi on wystarczającego zabezpieczenia. W celu eliminacji tych zakłóceń odbiornik zasila się przez filtr KSpz015 lub KSpz010 w zależności od natężenia zakłóceń oraz zakresu częstotliwości, w którym zakłócenia występują (rys. 1).

Zakłócenia powstałe w obwodach zapłonowych są usuwane za pomocą rezystorów ograniczających prądy w obwodach wysokiego napięcia lub kondensatorów blokujących uzwojenie pierwotne cewki zapłonowej. Jest także stosowane ekranowanie przewodów wysokiego napięcia.

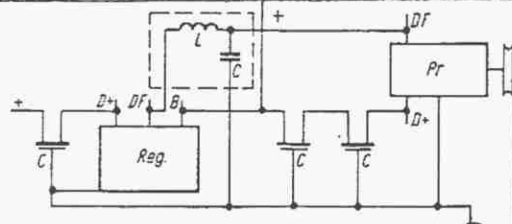
W celu ograniczenia prądu w obwodach



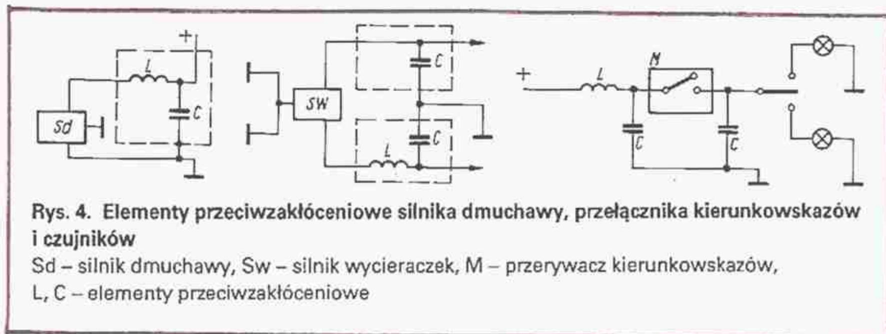
Rys. 1. Schemat zasilania odbiornika
L, C – filtr przeciwzakłóceniowy,
OR – odbiornik radiowy, A antena



Rys. 2. Ogólny schemat instalacji przeciwzakłóceniowej w obwodach zapłonu
C, R – elementy przeciwzakłóceniowe,
Cz cewka zapłonowa, Rz – rozdzielacz zapłonu,
S – świeca zapłonowa, P przerywacz



Rys. 3. Schemat instalacji przeciwzakłóceniowej prądnicy i regulatora prądnicy
Reg. – regulator napięcia prądnicy,
Pr prądnica,
L, C - elementy przeciwzakłóceniowe



Rys. 4. Elementy przeciwzakłóceniowe silnika dmuchawy, przełącznika kierunkowskazów i czujników
Sd – silnik dmuchawy, Sw – silnik wycieraczek, M – przerywacz kierunkowskazów, L, C – elementy przeciwzakłóceniowe

wysokiego napięcia najczęściej są stosowane ekranowane końcówki na świece z rezystorami 5 lub 10 kΩ. W handlu spotyka się również nie ekranowane końcówki zawierające rezystory.

W przewody wysokiego napięcia, tuż przy rozdzielaczu zapłonu, a gdy go nie ma, przy cewkach zapłonowych, montuje się specjalne rezystory: 1 kΩ, 5 kΩ lub 10 kΩ (rys. 2). Rezystorów tych nie trzeba instalować w przypadku, gdy fabrycznie zostały założone przewody o rozłożonej rezystancji (tzw. grafitowe). Rezystorów o większych wartościach nie należy stosować ze względu na trudności w zapłonie w okresie zimowym (mała energia iskry).

W palcu rozdzielacza zapłonu zwykle znajduje się rezystor o wartości około 5 kΩ.

W przypadku, gdy nadwozie pojazdu jest z tworzyw sztucznych, montowanie rezystorów nie wystarcza. Należy przewody wysokiego napięcia, cewkę zapłonową, przewody do przerywacza i do regulatora prądnicy zaekranować.

Do zacisku zasilającego cewkę zapłonową (ze stacyjki) przyłącza się kondensator. Kondensatory z wyprowadzeniem masy na obudowie stosuje się, gdy cewka zapłonowa jest przykręcona do bloku silnika. Gdy cewka nie jest przykręcona do nadwozia, masę kondensatora trzeba dodatkowo połączyć taśmą elastyczną z silnikiem.

Dla eliminacji zakłóceń na falach długich i średnich stosuje się kondensatory typu KPs-0111, KPs-012 lub KSpz013, a dla zakresów fal krótkich i UKF kondensatory przepustowe KSpz011 lub KSpz012.

Jeżeli zakłócenia nadal występują, należy sprawdzić kondensator przerywacza zapłonu, a najlepiej wymienić na specjalny przeciwzakłóceniowy, przeznaczony do współpracy z przerywaczem typ KSpz014 lub KPs014.

Przystępując do usuwania zakłóceń powodowanych przez prądnicę należy wprowadzić silnik na wysokie obroty (na luzie), a następnie wyłączyć zapłon. Zakłócenia z prądnicy będą słyszalne w czasie, gdy silnik jeszcze się nie zatrzymał.

Do odkłócania na zakresach fal długich oraz średnich stosuje się kondensator KPs011, a na zakresach fal krótkich i UKF kondensatory KSpz011 lub KSpz012 (rys. 3). Kondensator należy mocować bezpośrednio przy korpusie prądnicy. Najlepiej jest przyłączyć go do śruby stanowiącej wyprowadzenie ze szczotki prądnicy (najgrubszy przewód z regulatora – zacisk oznaczony D+, D lub A).

Zdarza się, że mimo założenia kondensatora prądnica wprowadza w dalszym ciągu zakłócenia. Najczęściej jej szczotki zacinają się w prowadnicach, a komutator jest zabrudzony (w tym przypadku najlepiej szczotki wymienić na nowe, a komutator starannie oczyścić).

Do odkłócenia regulatora prądnicy stosuje się kondensatory KSpz011, dołączając je do zacisku oznaczonego $D+_{61}$; D; 51 lub Gen.

Przewód doprowadzający „plus" należy odłączyć od regulatora i przykręcić do wyprowadzenia szynowego kondensatora, a wyprowadzenie linkowe kondensatora następnie przykręcić do wspomnianego zacisku regulatora.

Do zacisku regulatora oznaczonego $B+_{51}$; B; 30 lub BAT mocuje się podobnie kondensator KSpz012 lub KSpz013.

W razie trudności z odkłóceniem regulatora należy przewód idący do zacisku oznaczonego symbolem DF, F, 67 lub Exc połączyć przez filtr typu KSpz010. Wyprowadzenie linkowe filtru należy przykręcić do regulatora, a wyprowadzenie szynowe dołączyć do przewodu uprzednio odłączonego. Może się zdarzyć, że mimo zainstalowania kondensatorów regulator w dalszym ciągu iskrzy. Należy wtedy sprawdzić stan zestyków regulatora (czy nie są nadpalone) oraz połączenie jego podstawy z masą. Często łącząc dodatkowo stopkę regulatora (gdy umieszczony jest na błotniku) specjalną taśmą z blokiem silnika ułatwia się przepływ prądów wielkiej częstotliwości.

Do odkłócenia prądnic prądu zmiennego (alternatorów) stosuje się kondensatory KSpz012, KSpz013 lub KPs012.

Linkę kondensatora łączymy z zaciskiem B+ alternatora, a sam kondensator mocujemy na obudowie lub pod wkręt znajdujący się w pobliżu, mający dobre połączenie z masą. Przy zastosowaniu kondensatora KSPz013 jego masę łączymy przewodem elektrycznym z blokiem silnika.

Jako elementy odkłócające silniki wycieraczek, dmuchawy i wentylatora stosuje się filtry KSpz015 lub KSpz010. Wyprowadzenie z cewki filtru (szynowe) łączymy z silnikiem, a linkowe z przewodem zasilającym (rys. 4). Jażeli „masowy" przewód silnika nie jest bezpośrednio przy nim połączony z masą, również należy tak samo połączyć go poprzez filtr. Pozostałe przewody, np. do przełącznika prędkości ruchu wycieraczek, blokuje się do masy kondensatorami KSpz012 przy samym silniku.

Usuwanie zakłóceń powstałych w czasie pracy przerywacza kierunkowskazów może sprawić dużo kłopotów. Przekaźnik ten przełącza duże prądy (do 4 A). Dlatego też zakłócenia rozprzestrzeniane przez przewód zasilania są szczególnie intensywne. Przerywacz z zasilaniem oraz z przełącznikiem kierunkowskazów należy połączyć poprzez kondensatory przepustowe KSpz012. Dobry wynik może dać wstawienie szeregowo z tymi przewodami indywidualnie wykonanych dławików o indukcyjności rzędu 40...60 µH. Filtr KSpz015 nie jest wprawdzie przewidziany do takich obciążeń prądowych, ale w praktyce je wytrzymuje i zastosowanie go daje dobre rezultaty.

W czasie jazdy przy małej wilgotności powietrza, na karoserii, pasku klinowym i oponach pojawiają się ładunki, które są często powodem znacznych zakłóceń w odbiorze radiowym. Za granicą stosuje się specjalne farby elektroprzewodzące do malowania opon i paska klinowego. Ładunki przez farbę przedostają się na obręcze kół („felgi"), a dalej przez specjalne sprężyny bocznikujące łożyska w piastach kół na osie pojazdu.

Antena najczęściej jest przykręcona do błotnika pojazdu. Zatem całe nadwozie powinno stanowić wspólny z błotnikami ekran. Ponieważ wszystkie odbiorniki prądu elektrycznego w samochodzie są przykręcone do masy, nadwozie stanowi drugą część obwodu, tzw. przewód zwrotny. Duże powierzchnie metalowe nadwozia znajdujące się wokół głównych źródeł zakłóceń powinny być połączone specjalnymi taśmami do bloku silnika. Jako regułę należy przyjąć łączenie maski silnika i obu błotników z blokiem silnika, bądź głównym nadwoziem. Pasek łączący maskę silnika z nadwoziem przykręcamy tam, gdzie zawiasy są po tej stronie co antena. Gdy zawiasy maski są z przodu samochodu, taki zabieg może nie być wystarczający. Za granicą stosuje się specjalne blaszki sprężyste zwierające maskę do masy w pobliżu anteny.

Czasem po wypadku i remoncie samochód nie daje się odkłócić. Są to przypadki, gdy pewne części karoserii (np. błotnik lub maska) były malowane osobno i po skręceniu nie mają dobrego połączenia z masą. Takie części należy połączyć z nadwoziem miedzianą taśmą elastyczną.

POMYSŁ i REALIZACJA

Kontynuujemy zapoczątkowaną w nrze 2/82 nową formę prezentowania na łamach „Re" pomysłów naszych Czytelników, które sprawdzone i zrealizowane stanowiły pewien krok przy podejmowaniu różnych zamierzeń i projektów.

Pomysły mogą dotyczyć elektronicznego sprzętu powszechnego użytku i urządzeń elektroniki profesjonalnej, a szczególnie zastosowań elementów półprzewodnikowych, scalonych układów analogowych i cyfrowych oraz innych podzespołów elektronicznych.

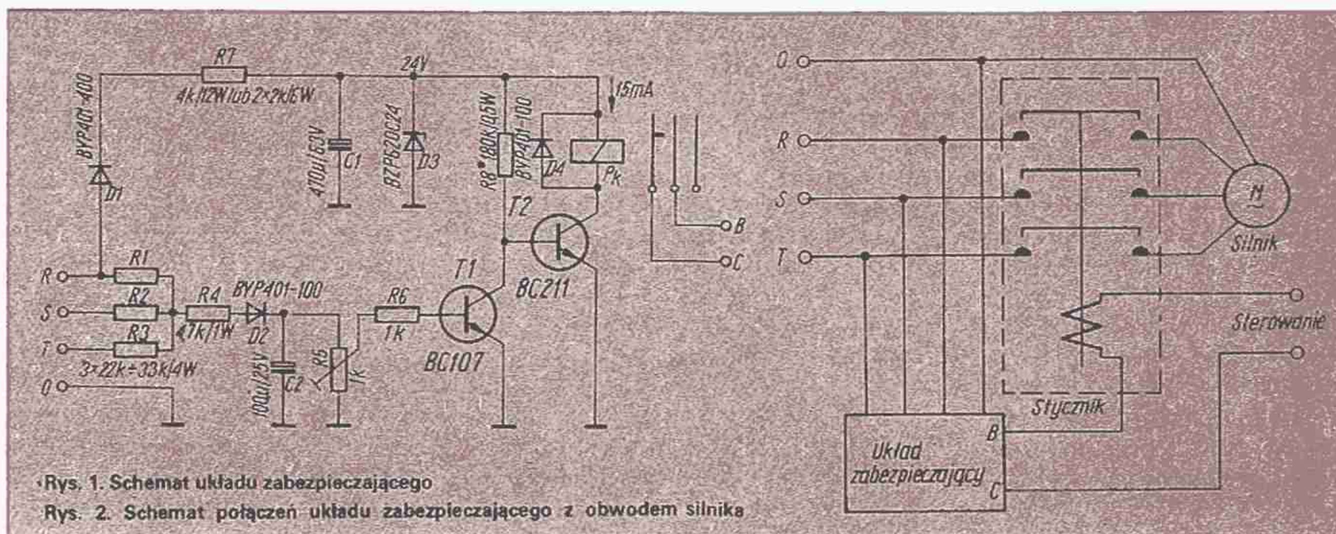
Prosimy o nadsyłanie propozycji do naszej Redakcji z dopiskiem POMYSŁ i REALIZACJA. Podstawową zasadą jest zwięzłość formy i treści. Najbardziej wartościowe pomysły będą publikowane, a ich autorzy otrzymają nagrody książkowe. Przewiduje się wybór „pomysłu roku", który będzie wyróżniony specjalną nagrodą.

Redakcja

Zabezpieczenie silników trójfazowych

Układ przedstawiony na rysunku 1 zabezpiecza silnik trójfazowy przed uszkodzeniem w razie zaniku jednej z faz.

Układ składa się z rezystorów R1, R2, R3 dołączonych do trzech faz (R,S, T), układu wykonawczego z tranzystorami T1, T2 oraz przekaźnika Pk. Podczas normalnej pracy, tzn. gdy „funkcjonują" trzy fazy, w punkcie A nie występuje napięcie, tranzystor T1 jest zatkany, a tranzystor T2 w stanie przewodzenia. Przekaźnik Pk „przyciąga", tzn. zwiera zestyki, a więc obwód sterowania jest zamknięty. W razie zaniku jednej z faz, w punkcie A pojawi się napięcie, które po wyprostowaniu przez diodę D2 i wyfiltrowaniu kondensatora C2 wprowadzi w stan przewodzenia tranzystor T1. Jednocześnie zostanie zatkany tranzystor T2, przekaźnik rozwiera zestyki i zostaje przerwany obwód sterowania stycznika. Po pojawieniu się fazy układ samoczynnie powraca do normalnej pracy. Jeśli zaniknie napięcie fazy R, układ zabezpieczający nie będzie zasilany. Także i w tym przypadku przekaźnik Pk rozewrze zestyki.



Rys. 1. Schemat układu zabezpieczającego

Rys. 2. Schemat połączeń układu zabezpieczającego z obwodem silnika

Elementy D1, R7, D3, C1 służą do zasilania tranzystorów T1 i T2. W miejsce narysowanego układu można zastosować transformator z prostownikiem w obwodzie uzwojenia wtórnego.

Omawiany układ ma zastosowanie przy sterowaniu silnika trójfazowego przez stycznik z cewką elektromagnetyczną.

Uruchomienie układu polega na dobraniu rezystora R8, aby tranzystor T2 przewodził, gdy funkcjonują trzy fazy. Następnie po wyłączeniu jednej z faz należy tak ustawić rezystor R5, aby przekaźnik zwolnił zestyki (tranzystor T1 przewodzi).

Schemat połączenia z instalacją obwodu silnika przedstawiono na rysunku 2.

Uwagi dotyczące elementów

Dioda D3 powinna mieć radiator. Przekaźnik Pk może być typu MT6 z cewką 24 V.

Jan Makar

KTO MA DAGEROTYPY?

Instytut Historii Kultury Materialnej PAN przygotowuje do druku „Katalog dagerotypów w zbiorach polskich" i w związku z tym poszukuje (w celu naukowego opracowania) wszystkich unikatowych obiektów tej najstarszej techniki fotograficznej, wykonanych w latach 1840–ok. 1855, na srebrzonej, wypolerowanej blasze (zawsze tylko w 1 egzemplarzu), często oprawnych za szkłem w ozdobne passe-partout lub etui; dagerotypy poznaje się także po tym, iż zależnie od kąta patrzenia raz wyglądają jak pozytyw, a raz jak negatyw.

Wiadomości o dagerotypach w posiadaniu prywatnym prosimy kierować na adres: dr Wanda Mossakowska, 01-684 Warszawa, ul. Klaudyny 38 m. 72, tel. 33-74-07 lub Instytut Sztuki PAN 31-31-49 (godz. 9^{30}–15^{30}).